



①9 **BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT**

⑫ **Üb rsetzung der  
europäischen Patentschrift**

⑨7 **EP 0 769 844 B 1**

⑩ **DE 696 08 638 T 2**

⑤1 Int. Cl.7:  
**H 02 P 7/05**  
H 02 M 3/156

②1 Deutsches Aktenzeichen: 696 08 638.7  
⑨6 Europäisches Aktenzeichen: 96 307 202.0  
⑨6 Europäischer Anmeldetag: 2. 10. 1996  
⑨7 Erstveröffentlichung durch das EPA: 23. 4. 1997  
⑨7 Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung beim EPA: 31. 5. 2000  
④7 Veröffentlichungstag im Patentblatt: 21. 9. 2000

③0 Unionspriorität:  
9521332 18. 10. 1995 GB  
⑦3 Patentinhaber:  
Switched Reluctance Drives Ltd., Harrogate, North  
Yorkshire, GB  
⑦4 Vertreter:  
Herrmann-Trentepohl und Kollegen, 81476  
München  
⑧4 Benannte Vertragsstaaten:  
BE, DE, ES, FR, GB, IT, NL, SE

⑦2 Erfinder:  
Turner, Michael James, Headingley, Leeds, LS6  
3AY, GB

⑤4 **Stromregelungskreis für Reluktanzmaschine**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

**DE 696 08 638 T 2**

EP 96307202.0

Switched Reluctance Drives Ltd.

Die Erfindung betrifft Steuerschaltungen für Reluktanzmaschinen und insbesondere, aber nicht ausschließlich, Steuerschaltungen für umschaltbare Reluktanzmaschinen. Insbesondere betrifft die vorliegende Erfindung eine verbesserte Steuerschaltung für eine umschaltbare Reluktanzmaschine, in der ein pulsbreitenmoduliertes Signal verwendet wird, um sowohl die Magnitude des Stromes in der Phasenwicklung als auch die Frequenz, bei welcher die Leistungsumschaltungsvorrichtungen, die an die Phasenwicklungen gekoppelt werden, umgeschaltet werden, gesteuert werden.

In vielen Motorsteuersystemen des Standes der Technik werden pulsbreitenmodulierte (oder „PWM“) Steuersignale verwendet, um Signale bereitzustellen, die die gewünschte Geschwindigkeit oder Drehkraft des Motors anzeigen. In bekannten Steuersystemen wird das PWM-Signal häufig verwendet, um ein Signal bereitzustellen, das repräsentativ für die Magnitude einer analogen Menge repräsentativ ist. PWM-Referenzsignale werden verwendet, weil sie einfach durch digitale Schaltkreise erzeugt werden können, wie ASIC's, Mikroprozessoren oder ähnliches, die in modernen Steuersystemen verwendet werden. Weiterhin bedeutet die digitale Natur eines PWM-Signals, daß es einfach durch eine Isolationssperre (z.B. unter Verwendung optischer Einrichtungen) mit minimaler Störung hindurchgeleitet werden kann.

In vielen bekannten Stromsteuersystemen wird eine Stromrückmeldung verwendet, um den gewünschten Motorstrom beizubehalten und die Stromschalteinrichtungen steuern. In diesen Systemen werden die Stromschalter üblicherweise so betrieben, daß der Motorstrom proportional zu einem analogen Strom-Referenzsignal ist. Diese Referenz kann leicht als ein digitales PWM-Signal in

einem ASIC oder Mikroprozessor erzeugt werden, wobei die benötigte analoge Spannung durch Tiefpaßfilterung erhalten wird. Ein exemplarisches Stromsteuerungssystem dieses Typs für eine umschaltbare Reluktanzmaschine ist in Fig. 1 dargestellt.

Fig. 1 zeigt allgemein eine Stromsteuerschaltung für eine einzelne Phase einer umschaltbaren Reluktanzmaschine. Jemand, der in dem Bereich von umschaltbaren Reluktanzmotoren und dem Design von Steuerschaltungen tätig ist, wird erkennen, daß die gezeigte Schaltungsanordnung üblicherweise für jede Phase der Maschine wiederholt wird. Aus Gründen der Klarheit sind nicht alle Details der Schaltungskomponenten gezeigt. Jedoch sind diese dem Fachmann offensichtlich.

In der in Fig. 1 gezeigten Schaltungsanordnung erreicht ein PWM-Stromreferenzsignal mit relativ niedriger Spannung, repräsentierend die gewünschte Magnitude der Spitze des Motorphasenstromes, den Knotenpunkt 10. Dieses Signal wird üblicherweise durch einen ASIC, Mikroprozessor oder eine ähnliche digitale Steuerschaltung erzeugt. In vielen Anwendungen des Standes der Technik ist die Frequenz des Pulses, der das PWM-Stromreferenzsignal mit relativ niedriger Spannung umfaßt, konstant, z.B. 16 kHz, und die Breite des Pulses variiert im Verhältnis zu dem gewünschten Strom. Üblicherweise wird die Breite des Pulses, umfassend das PWM-Stromreferenzsignal mit niedriger Spannung, so eingestellt, daß der durchschnittliche Wert des PWM-Stromreferenzsignals (d.h. dessen DC-Komponente (Gleichspannungskomponente)) die Magnitude des gewünschten Spitzenphasenstromes repräsentiert.

Die elektrischen Komponenten der meisten bekannten Motorsteuersysteme können in zwei Gruppen unterteilt werden: Steuerelektronik und Leistungselektronik. Die Steuerelektronik erzeugt üblicherweise die Steuersignale für den Motor und arbeitet normalerweise anhand bzw. mit Spannungssignalen und Spannungsversorgungen mit relativ niedriger Spannung (bis zu 25 Volt). Nichts-

destotrotz, aufgrund der Notwendigkeit, Elemente der Steuerschaltung mit der Hochspannungs-Leistungselektronik zu koppeln, können einige der Steuerkomponenten bei einer gemeinsamen hohen Betriebsspannung betrieben werden. Die Leistungselektronik steuert üblicherweise die Anwendung von elektrischer Leistung auf den Motor und arbeitet mit und durch Spannungen, die in dem Bereich von einigen hundert Volt liegen können. In Fig. 1 umfassen die Komponenten innerhalb des Rechteckes aus unterbrochenen Linien die Leistungselektronik und jene Komponenten der Steuerelektronik, welche bei gemeinsamen hohen Betriebsspannungen arbeiten.

Um Störungen der Steuerelektronik durch die hohen Spannungen und Ströme, verbunden mit der Leistungselektronik, zu verhindern und um den Benutzer (welcher mit der Steuerelektronik in Kontakt kommen kann) gegenüber gefährlichen Spannungen zu isolieren, verwenden viele bekannte Schaltungen Elemente, die als „Isolatoren“ bekannt sind, wie Opto-Isolatoren. Diese Isolatoren stellen eine Sperre zwischen den Komponenten mit einem hohen gemeinsamen Potential und den verbliebenen Komponenten des Systems bereit. Ein solcher Isolator ist als Element 15 in Fig. 1 gezeigt. Es versteht sich, daß andere als optische Einrichtungen verwendet werden können, z.B. eine Umspannungsisolierung.

Unter Bezugnahme auf die Schaltungsanordnung der Fig. 1 wird das PWM-Referenzsignal über den Isolator 15 zu dem Hochspannungsabschnitt der Schaltung übermittelt. Das Filternetzwerk 12 wandelt das PWM-Stromreferenzsignal in ein analoges Spannungssignal, welches in direkter Abhängigkeit zu der Breite des Pulses variiert, welcher das PWM-Referenzsignal umfaßt. Das analoge Signal von dem Filter 12 korrespondiert zu der Spitzenmagnitude des gewünschten Stromes. Das Signal wird als eine Eingabe zu einem Komparator 16 zugeführt. Die andere Eingabe in den Komparator 16 ist eine Spannung, die von einem ersten Endabschluß eines Widerstandes 17 erhalten wird, der in Serie mit den Umschalteneinrichtungen 8 und 23 und der Phasenwicklung 24 angeordnet ist. Wenn die Umschalteneinrichtungen 8 und 23 geschlossen sind, ist die Phasenwicklung 24

an eine Stromquelle mit einer Spannung  $+V$  angeschlossen und Strom fließt durch die Phasenwicklung 24. Die Spannung an dem ersten Endabschluß des Widerstandes 17 korrespondiert mit und folgt der Magnitude des Stromes in der Phasenwicklung 24.

Der Komparator 16 vergleicht die Spannung von dem Filter 12 (welche mit dem gewünschten Strom korrespondiert) mit der Spannung an dem ersten Endabschluß des Widerstandes 17 (welcher zu dem Phasenstrom korrespondiert) und erzeugt ein Ausgangssignal, welches anzeigt, ob der gemessene Phasenstrom größer oder kleiner als der gewünschte Strom ist. Das Ausgangssignal des Komparators 16 wird dann zurück über die Isolationsbarriere des Isolators 18 übermittelt und wird als eine Eingabe an ein AND-Gate 21 mit dreifachem Eingang verwendet sowie als eine Eingabe zu einer Minimum-Ausschalt-Zeitschaltuhr 20. Die Minimum-Ausschalt-Zeitschaltuhr 20 ist eine elektronische Zeitsteuerungseinrichtung, die ein logisches L-Signal (low) an dessen Ausgang für eine vorbestimmte Zeitperiode erzeugt, in Abhängigkeit zu einem Wechsel an dessen Eingang von einem logischen H-Wert (high) zu einem logischen L-Wert. Nachdem die vorbestimmte Zeit abgelaufen ist, wird sich der Ausgang der Minimum-Ausschalt-Zeitschaltuhr 20 zu einem logischen H-Signal anheben.

Der Ausgang des Komparators 16, die Minimum-Ausschalt-Zeitschaltuhr 20 und das AND-Gate 21 wirken wie folgt zusammen, um den Strom in der Phasenwicklung 24 zu steuern. Wenn es angemessen ist, die Phasenwicklung 24 unter Strom zu setzen, wird ein Freigabesignal als eine Eingabe an das AND-Gate 21 mit dreifachem Eingang bereitgestellt. Üblicherweise sind zu dem Zeitpunkt, bei dem das Freigabesignal bereitgestellt wird, die beiden anderen Eingänge zu dem AND-Gate 21 ebenfalls logisch hoch. Dementsprechend wird der Ausgang des Logik-Gates 21 ebenso logisch hoch sein. Dieses logische H-Signal wird dann über die Isolationsbarriere des Isolators 22 übermittelt und das Signal schaltet auf AN, schaltend die Einrichtungen 8 und 23 und kuppelnd die Phasenwicklung 24 an die Spannungsquelle  $+V$ . Zu diesem Zeitpunkt wird der Strom in der Pha-

senwicklung 24 zu fließen beginnen und die Spannung an dem ersten Endabschluß des Widerstands 17 wird beginnen anzusteigen. Wenn der Komparator 16 feststellt, daß der Strom in der Phasenwicklung größer ist als der gewünschte Strom, wird er ein logisches L-Signal erzeugen, das, wenn es über die Isolationsbarriere durch die Isolationseinrichtung 18 übermittelt ist, jeweils den Ausgang des AND-Gates 21 ein logisches Tief (was die Umschalteneinrichtungen 8 und 23 ausschaltet) sowie der Ausgang der Minimum-Ausschalt-Zeitschaltuhr 20 ein logisches Tief für eine vorbestimmte Zeitperiode annehmen läßt. Nachdem die Minimum-Abschalt-Zeitschaltuhr abschaltet (typischerweise nach 20-30 Mikrosekunden) wird der Strom in der Phasenwicklung typischerweise unterhalb des gewünschten Stromes gefallen sein, und der Zyklus wird wiederholt, während die Zeitspanne des Freigabesignales für die passende Phase logisch hoch ist.

Während die bekannte Schaltungsanordnung der Fig. 1 für die Steuerung einer umschaltbaren Reluktanzmaschine verwendet werden kann, weist sie einige Nachteile auf. Zum Beispiel benötigt das Steuersystem, gezeigt in Fig. 1, drei Isolationseinrichtungen 15, 18 und 22 für jede Phase der Maschine, aufgrund der Notwendigkeit, Teile der Steuerschaltung von der Leistungsschaltung zu isolieren. Diese Isolationseinrichtungen sind häufig relativ teuer, verglichen mit dem Rest des Steuerungssystems und können unerwünschte Kosten auf die Motorsteuerung aufschlagen. Weiterhin, aufgrund der Notwendigkeit, die Unterbrechungsfrequenz der Umschalteneinrichtungen 8 und 23 zu beschränken, benötigt die Schaltung, gezeigt in Fig. 1, eine Minimum-Ausschalt-Schaltuhr 20 oder eine ähnliche Einrichtung. Die Notwendigkeit für eine Ausschalt-Schaltuhr 20 für jede Phase erhöht ebenso die Kosten für bekannte Steuerungssysteme. Weiterhin ist in Steuerschaltungen, wie in der in Fig. 1 gezeigten, die Umschalt- oder Unterbrechungsfrequenz nicht konstant, sondern verändert sich mit der Induktivität des Verbrauchers 24, der Speisespannung  $V$  und der aktuellen Stromstärke (da die Impedanz des Verbrauchers 24 in der Praxis eine Widerstandskomponente aufweist). Wenn eine hörbare (Ultraschall) Unterbrechungsfrequenz benötigt wird, wie dies oftmals der Fall ist,

müssen die Minimum-Auszeiten, geschaltet durch 20, so ausgewählt werden, daß die niedrigste Unterbrechungsfrequenz im Ultraschallbereich ist. Die durchschnittliche Umschaltfrequenz wird höher als diese sein und somit der frequenzbezogene Verlust in der Leistungselektronik (z.B. Umschaltverluste in den Schaltern 8 und 23) und die Fähigkeiten des Verbrauchers 24 (Eisendämpfer, Oberflächeneffekt in der Wicklung) werden schlechter sein als absolut notwendig. Weiterhin können die unterschiedlichen Phasensteuereinrichtungen für die individuellen Phasen in der Maschine so arbeiten, daß, bei einem vorgegebenen Umstand, die Umschaltung der Einrichtungen 8 und 23 für die unterschiedlichen Phasen bei unterschiedlichen Frequenzen vorkommt. Wenn die Umschalteinrichtungen der unterschiedlichen Phasen bei unterschiedlichen Frequenzen unterbrochen werden, wird häufig ein unerwünschter hörbarer Ton, durch die Interaktion oder das „Klopfen“ von unterschiedlichen Unterbrechungsfrequenzen erzeugt, auch wenn die individuellen Phasen im Ultraschallbereich umschalten.

Ein weiterer Nachteil der Schaltungsanordnung der Fig. 1 ist der, daß sie möglichen zerstörenden Strömen in dem Falle eines Fehlers der digitalen Schaltung unterworfen ist, welche das PWM-Signal an den Knoten 10 bereitstellt. Zum Beispiel, wenn ein Fehler in der digitalen Einrichtung auftritt, die ein PWM-Signal bereitstellt, so daß das Signal, das an den Knoten 10 angelegt wird, immer den höchsten logischen Grad anzeigt, wird der analoge Filter 12 ein analoges Signal bereitstellen, das mit einem 100 %igen Arbeitszyklus korrespondiert, welcher sicherstellt, daß der maximale Phasenstrom bereitgestellt wird. Das Anlegen eines solchen Hochphasenstromes für eine ausreichende Zeitdauer kann die Maschine beschädigen. Ebenso nachteilig führt eine Fehlfunktion des Isolators 18 oder des Isolators 22, wenn dessen Ausgang sich in dem logischen Hochzustand befindet, dazu, daß die Umschalteinrichtungen 8 und 23 ständig geschlossen sind und der Wicklungsstrom folglich ohne Beschränkung ansteigt.

Eine andere Stromsteuereinrichtung ist in Fig. 2 gezeigt. In der Steuerschaltung der Fig. 2 zeigt, wie in der Schaltung nach Fig. 1, ein Niederspannungs-PWM-Signal an, daß der gewünschte Strom an dem Knoten 10 anliegt und durch einen Filter 12' in ein analoges Niederspannungssignal umgewandelt ist, mit einer Magnitude, die mit dem Betriebszyklus des PWM-Kommandosignals variiert. Das analoge Niederspannungssignal von Filter 12' wird an den nicht invertierenden Eingangsanschluß eines Komparators 26 bereitgestellt. Ebenso mit dem nicht invertierenden Eingangsanschluß des Komparators 26 gekuppelt ist ein Rückmeldungssignal, das von dem Ausgang des Komparators 26 durch den Rückmeldungswiderstand 27 herrührt. Wie ein Fachmann erkennen wird, führt der Rückmeldungswiderstand 27 eine Hysterese in den Vergleich ein, wobei der Komparator 26 in einen Hysterese-Komparator umgewandelt wird. Der Grad der Hysterese wird durch den Wert der Widerstände 27, 29 bestimmt.

Mit dem invertierenden Eingang des Komparators 26 ist der Ausgang eines Stromwandlers 28 gekuppelt. Der Stromwandler 28 ist in der Nähe der Phasenwicklung 24 angeordnet und stellt ein isoliertes analoges Spannungssignal bereit, das mit der Magnitude des Stromflusses in der Wicklung 24 korrespondiert. Der Ausgang des Komparators 26 ist mit dem Kontroll-Gate der Umschalteneinrichtungen 8 und 23 über einen Isolator 15' gekuppelt, um das Anlegen von Spannung an die Maschinenwicklung 24 zu steuern.

Im allgemeinen erzeugt der Ausgang des Komparators 26 ein logisches Hochsignal, wenn die analoge Spannung, repräsentierend den Strom in der Wicklung 24, geringer ist als die analoge Spannung von Filter 12', repräsentierend den gewünschten Strom. Sobald die analoge Spannung, repräsentierend den aktuellen Strom, die analoge Spannung, repräsentierend den gewünschten Strom, übersteigt, wird der Ausgang des Komparators 26 auf logisch niedrig fallen, öffnend die Schalter 8 und 23 und ermöglichend dem Maschinenstrom abzufallen. Sobald die analoge Spannung, repräsentierend die gewünschte Spannung, unter die analoge Spannung, repräsentierend den gewünschten Strom, aufgrund einer



Menge fällt, die durch den Rückmeldungswiderstand 27 und den Eingangswiderstand 29 bestimmt wird, wird der Ausgang des Komparators 26 wieder umschalten und der Zyklus wird wiederholt.

Obwohl Steuerschaltkreise, wie jene, die in Fig. 2 gezeigt sind, einige der Beschränkungen der Schaltkreise, wie sie in Fig. 1 gezeigt sind, überwinden, unterliegen sie doch weiterhin einigen Nachteilen. Beispielsweise tritt in der Schaltungsanordnung der Fig. 2 die Umschaltung der Umschalteinrichtungen 8 und 23 nicht bei jeder festgesetzten Frequenz auf und das Umschalten der Einrichtungen mag somit nicht für alle Phasen einer Reluktanzmaschine gleich sein. Wie oben in Verbindung mit der Fig. 1 beschrieben, können diese unterschiedlichen Frequenzen zu Umschaltfrequenzen führen, die höher als notwendig sind, sowie zu unerwünschten hörbaren Geräuschen. Weiterhin kann die Schaltungsanordnung nach Fig. 2 unter dem ständigen Anlegen von unüblich hohen Phasenströmen in dem Fall leiden, daß die digitale Einrichtung, die das PWM-Signal bereitstellt, eine Fehlfunktion aufweist und ein ständiges Hochspannungssignal an den Knoten 10 anlegt. Zusätzlich ist ein isolierter Stromwandler nötig, welcher, wie dies der Fachmann einfach erkennt, ein relativ teures Bauteil ist und welches beträchtlichen Raum für die Installation benötigt.

Es wurden Steuerschaltungen vorgeschlagen, die die Steuerung der Umschaltfrequenz der Leistungsumschaltungseinrichtungen 8 und 23 steuern. Ein solches Steuersystem ist in der Fig. 3A offenbart. In dem Steuersystem der Fig. 3A erreicht, wie in den anderen oben diskutierten Systemen, ein PWM-Stromreferenzsignal einen Filter 12'' bei 10, der das PWM-Stromreferenzsignal in ein analoges Signal umwandelt, dessen Magnitude mit dem Betriebszyklus des PWM-Steuersignals variiert. Das analoge Steuersignal wird an einen Eingang eines Störungsverstärkers 30 angelegt. Die andere Eingabe in den Verstärker 30 ist ein analoges Signal, das die Ausgabe eines Tiefpaßfilters 31 bildet, der eine analoge Spannung aufnimmt und mittelt, die zu dem Strom in der Phasenwicklung der Maschine korrespondiert. Diese analoge Spannung stammt von einem

isolierten Stromwandler 28. Der Tiefpaßfilter 31 detektiert und mittelt den Strom, der durch die Phasenwicklung fließt, und stellt ein analoges Spannungssignal bereit, das mit der Magnitude des Stromes korrespondiert. Das Ausgangssignal des Störungsverstärkers 30 ist ein analoges Störungssignal, das mit dem Unterschied zwischen dem analogen Signal, repräsentierend den gewünschten Strom, und dem analogen Signal, repräsentierend den gemittelten gemessenen Strom, variiert.

Die analoge Fehlerausgabe des Verstärkers 30 wird an einen Eingang eines digitalen Niederspannungskomparators 33 bereitgestellt. Die andere Eingabe an den digitalen Komparator 33 ist eine repetitive Niederspannungswellenform 34, wie ein Sägezahn oder eine triangulare Wellenform, mit einer Frequenz, die durch eine zusätzliche Steuerschaltung (nicht gezeigt) eingestellt werden kann. Die Ausgabe des digitalen Komparators 33 ist ein PWM-Signal, dessen Betriebszyklus im Verhältnis zu der Magnitude des Fehlersignals des Verstärkers 30 variiert. Dieses PWM-Signal wird durch den Isolator 15'' zu den Umschalteneinrichtungen 8 und 23 durchgeführt.

Der Fachmann kann erkennen, daß verschiedene Abwandlungen dieses grundlegenden Schaltungskreises möglich sind.

Es sind verschiedene Nachteile mit der Schaltungsanordnung der Fig. 3A verbunden. Ein Nachteil ist der, daß sie langsam ist. Insbesondere verhindert die Notwendigkeit des Tiefpaßfilters 31, daß der Schaltkreis schnell auf die Wechsel entweder des aktuellen oder des gewünschten Maschinenstromes anspricht. Weiterhin ist die Schaltungsanordnung relativ umfangreich dahingehend, daß sie ein Rampensignal 34 und zwei Komparatoren 30 und 33 benötigt. Weiterhin benötigt sie einen isolierten Stromwandler.

Eine weitere bekannte Stromsteuerschaltung, verwendend eine einfache Strommessung und eine feste Umschaltfrequenz, ist in Fig. 3B gezeigt. Diese

versucht, einige der Schwierigkeiten zu überwinden, die mit den Anordnungen verbunden sind, die in den Fig. 1, 2 und 3A gezeigt sind. In dieser Schaltungsanordnung liegt das PWM-Signal, repräsentierend den Grad des gewünschten Stromes, bei 10 an und durchtritt einen Isolator 15 zu einem Filterschaltkreis 12 (wie oben). Die Ausgabe der Filterschaltung tritt zu einem Spannungskomparator 33, dessen anderer Eingang von einem Signal aus einem stromabtastenden Widerstand 17 angesteuert wird. Der Ausgang des Komparators 33 ist mit dem Rücksetz-Eingang eines Flip-Flop 35 verbunden. Der Setzeingang des Flip-Flop ist mit einem Uhrensinal über einen anderen Isolator 37 verbunden. Der Ausgang des Flip-Flop wird verwendet, um die Einrichtungen 8 und 23, wie zuvor beschrieben, anzusteuern.

Beim Start eines Umschaltintervalls wird der Flip-Flop 35 durch das Uhrensinal gesetzt und schließt die Schalter, aufbauend einen Strom in der Phasenwicklung. Wenn der Laststrom den gewünschten Wert, wie er durch den Filter 12 repräsentiert wird, erreicht, setzt der Ausgang des Komparators 33 den Flip-Flop zurück, wodurch die Schalter geöffnet werden und dem Strom ermöglicht wird, zu fallen, bis die nächste Taktflanke eintrifft und die Abfolge wiederholt wird.

Bekannte Varianten dieser Basisschaltung weisen den Taktoszillator innerhalb der Isolationsbarriere auf (wodurch der Isolator 37 beseitigt wird) oder verwenden einen dritten Isolator mit dem Flip-Flop außerhalb der Barriere.

Wie der Fachmann erkennt, besteht die Gefahr, wenn der PWM-Betriebszyklus der Umschalteinrichtung oberhalb 50 % liegt, daß ein induzierter Fehler das gemessene oder gewünschte Stromsignal mit der Zeit ansteigen lassen kann und ein chaotisches Verhalten und/oder eine unharmonische Oszillation bewirkt. Neigungskompensation (Slope compensation) wurde vorgeschlagen zur Verringerung der Gefahr von Instabilitäten in Stromsteuereinrichtungen. Neigungskompensation ist allgemein bekannt und diskutiert, z.B. in UNITRODE's Anwendungshinweis U-97, „Modeling, Analysis and Compensa-

tion of the Current-Mode Converter" (verfügbar von der Unitrode Integrated Circuits Corp.).

Jedoch hat dieses System die Nachteile, daß es wenigstens zwei Isolatoren oder einen Isolator zusammen mit einem Taktgenerator auf der „Lebend“-Seite des Schaltkreises benötigt. Weiterhin benötigt es ein eigenständiges Taktsignal und ein PWM-Steuersignal, welches (soweit ein eigenständiger Taktgenerator auf der „Lebend“-Seite des Schaltkreises verwendet wird, um so zwei Isolatoren zu vermeiden) nicht exakt die gleiche Frequenz aufweisen könnte. Dies kann zu hörbaren Geräuschen führen, aufgrund der Intermodulation zwischen dem Taktgeber und jeglicher verbleibenden Brummspannung (bei der PWM-Frequenz) an dem Ausgang des Filters 12. Auch überwindet der Schaltkreis der Fig. 3B nicht die zuvor genannten Probleme der Fehlfunktion der digitalen Einrichtung, speisend das PWM-Signal am Knoten 10.

Das erfindungsgemäße Steuersystem überwindet die diskutierten sowie andere Nachteile von bekannten Steuersystemen, die ein PWM-Stromreferenzsignal erhalten und stellt weitere Vorteile bereit, die in den bekannten Systemen nicht verfügbar sind. In einer besonderen Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird ebenso eine verbesserte Stromsteuereinrichtung mit Ausgleichsneigungskompensation bereitgestellt.

Die vorliegende Erfindung ist in den anhängenden unabhängigen Ansprüchen 1 und 10 festgelegt. Bevorzugte Merkmale sind in den abhängigen Ansprüchen dargestellt.

Das Steuerungssystem der vorliegenden Erfindung kann sowohl von der Frequenzkomponente eines PWM-Steuersignals (d.h. der Wechselstromkomponente) und der Durchschnittsspannungskomponente (d.h. der Gleichspannungskomponente) Gebrauch machen, um ein Steuerungssystem bereitzustellen, das die Umschaltfrequenz festlegt, wodurch die Probleme der „Brumm“-Frequenzen ver-

ringert werden und ein einfacher und kostengünstiger Weg zur Steuerung des Stromes und der Umschaltung von Umschaltungseinrichtungen in einer umschaltbaren Reluktanzmaschine bereitgestellt werden. In der vorliegenden Erfindung folgt die Frequenz, bei der die Stromsteuerschaltung die Leistungsschaltungseinrichtungen umschaltet, der Frequenz des PWM-Steuerungssignals. Weiterhin folgt der Wicklungsspitzenstrom dem durchschnittlichen Wert (Gleichstrom) des PWM-Steuersignals. In einer Ausführungsform kommt ein Neigungsausgleich hinzu, um die Leistungsfähigkeit der Stromsteuerung der vorliegenden Erfindung zu verbessern. In einer weiteren Ausführungsform wird ein einzelner Isolationskanal verwendet, um die Stromsteuerung von dem PWM-Steuersignal zu trennen.

Andere Aspekte und Vorteile der vorliegenden Erfindung werden beim Lesen der folgenden detaillierten Beschreibung von erfindungsgemäßen Beispielen und unter Bezug auf die Zeichnungen deutlich, in welchen:

Fig. 1 ein bekanntes Stromsteuerungssystem für eine einzelne Phase eines umschaltbaren Reluktanzmotors zeigt, in welchem Stromrückkopplung und eine Minimum-Ausschalt-Zeitschaltuhr verwendet werden, um den Strom in der Phasenwicklung des Motors zu steuern;

Fig. 2 zeigt eine bekannte Stromsteuerung, in welcher ein Hysterese-Komparator verwendet wird, um den Strom in der Phasenwicklung des Motors zu steuern;

Fig. 3A und 3B zeigen bekannte Stromsteuerungen, die die Steuerung der Umschaltfrequenz der Leistungsumschaltungseinrichtung erlauben, die die Phasenwicklungen an eine Spannungsquelle kuppelt;

Fig. 4 zeigt ein Blockschaltbild einer Steuerung, die gemäß der vorliegenden Erfindung aufgebaut ist;

Fig. 5 zeigt detaillierter eine Ausführungsform einer erfindungsgemäßen Stromsteuerung;

Fig. 6A und 6B zeigen Spannungswellenformen, die die Neigungskompensation zeigen;

Fig. 7A, 7B und 7C zeigen allgemein Wellenformen und Schaltungen, die gemäß der vorliegenden Erfindung aufgebaut sind und welche verwendet werden können, um eine Neigungskompensation einzuführen, die die Spannung der Spannungsquelle in der vorliegenden Erfindung nachführen;

Fig. 8 zeigt detaillierter die Verwendung einer Ausgleichsneigungsschaltung gemäß der vorliegenden Erfindung, im Zusammenhang mit der Stromsteuerung der Fig. 5; und

Fig. 9A und 9B zeigen Beispiele von alternativen Tiefpaßfiltern, die verwendet werden können, um ein Stromreferenzsignal in den Stromsteuerungen bereitzustellen, die gemäß der vorliegenden Erfindung aufgebaut sind.

Gleiche Referenzzeichen zeigen gleiche Teile innerhalb der verschiedenen Ansichten der Zeichnungen.

Fig. 4 zeigt in schematischer Form eine Steuerschaltung, die gemäß der vorliegenden Erfindung aufgebaut ist. Im allgemeinen umfaßt die Schaltung, die durch die Fig. 4 dargestellt ist, eine Schaltung zur Aufnahme eines PWM-Signals an Knoten 40, das Informationen enthält, betreffend die Magnitude des gewünschten Phasenstromes und Informationen betreffend die gewünschte Umschaltfrequenz der Leistungsumschaltungseinrichtungen 8' und 23'. In der Schaltung der Fig. 4 dient das PWM-Eingabesignal, das an dem Knoten 40 anliegt, einem zweifachen Zweck: (I) Dessen durchschnittlicher Spannungswert (d.h. dessen Gleichstromkomponente) wird verwendet, um die Magnitude des

Phasenstromes zu steuern und; (II) dessen Frequenz wird verwendet, um die Umschaltfrequenz der Umschaltseinrichtungen 8' und 23' zu steuern.

In der Schaltung der Fig. 4 wird das PWM-Signal, das am Knoten 40 aufgenommen wird, durch einen Isolator 41 an einen Tiefpaßfilter 46 und einen Kantendetektor 42 angelegt. Der Kantendetektor 42 reagiert entweder auf die ansteigenden oder fallenden Kanten des PWM-Signals, das bei Knoten 40 aufgenommen wird, um ein durchgehendes Digitalsignal zu erzeugen, das Taktpulse aufweist, die bei einer Frequenz auftreten, die gleich zu der Frequenz des PWM-Signals sind, das bei dem Knoten 40 aufgenommen wird. Die durchgehenden digitalen Pulse von dem Kantendetektor 42 werden als eine Zeitgebereingabe an die Stromsteuerung 44 bereitgestellt, um die Umschaltung der Umschaltseinrichtungen 8' und 23' zu steuern.

Die Stromsteuerung 44 erhält drei Eingaben: Die durchgehenden Digitalpulse mit der Frequenz  $f$  von dem Kantendetektor 42, ein analoges Spannungssignal, korrespondierend mit der Magnitude des Stromes in der Phasenwicklung 24' ( $I_{\text{MOTOR}}$ ) und ein analoges Spannungssignal, korrespondierend mit der Magnitude des gewünschten Phasenstromes ( $I_{\text{REFERENZ}}$ ). Im allgemeinen schaltet die Stromsteuerung 44 die Umschaltseinrichtungen 8' und 23' auf EIN, jedesmal, wenn es einen Puls von dem Kantengenerator 42 erhält, wodurch die Phasenwicklung 24' an die Spannungsversorgungsspannung  $+V$  gekuppelt wird. Die Steuerung 44 hält die Umschaltseinrichtungen 8' und 23' auf EIN und ermöglicht dem Strom, in der Phasenwicklung 24' anzusteigen, bis der Strom in der Phasenwicklung, repräsentiert durch  $I_{\text{MOTOR}}$ , den gewünschten Phasenstromwert  $I_{\text{REFERENZ}}$  übersteigt.

In der Ausführungsform der Fig. 4 ist das analoge Spannungssignal  $I_{\text{MOTOR}}$ , korrespondierend mit der Magnitude des Phasenstromes in den Wicklungen, durch die Verwendung eines Widerstands 17' gewonnen, der in Serie mit den Umschaltseinrichtungen 8' und 23' sowie den Phasenwicklungen 24' angeordnet ist.

Alternative Anordnungen zum Abtasten des Phasenstromes  $I_{\text{MOTOR}}$ , wie ein Stromwandler oder eine Einrichtung mit einem eingebauten Strommessungssystem (z.B. ein SENSEFET hergestellt von International Rectifier of El Segundo, California, USA), können verwendet werden.

Das analoge Spannungssignal  $I_{\text{REFERENZ}}$ , korrespondierend zu der Magnitude des gewünschten Phasenstromes, wird von dem Tiefpaßfilter 46 gewonnen, der als dessen Eingabe das PWM-Eingabesignal erhält, welches bei Knoten 40 erhalten wird. Der Tiefpaßfilter 46 erhält das PWM-Eingabesignal und entwickelt ein analoges Spannungssignal, das proportional zu dem Betriebszyklus des PWM-Signals ist, das bei dem Knoten 40 erhalten wird. In der Ausführungsform der Fig. 4 ist das analoge Signal  $I_{\text{REFERENZ}}$ , hergestellt durch den Filter 46, gleich mit dem durchschnittlichen DC-Wert des PWM-Signals, erhalten bei Knoten 40.

Die Analyse der Fig. 4 offenbart, daß die Steuerschaltung der vorliegenden Erfindung die Steuerung sowohl der Magnitude des Phasenstromes als auch der Umschaltfrequenz der Leistungseinrichtungen 8' und 23' von einem einzelnen PWM-Eingabesignal ermöglicht.

Der Fachmann wird erkennen, daß die Steuerschaltung der Fig. 4 nur exemplarisch ist und daß andere Schaltungsimplementationen verwendet werden können, ohne den Umfang der vorliegenden Erfindung zu verlassen. Beispielsweise kann der Kantendetektor 42 so geschaffen werden, daß er Pulse in Abhängigkeit von entweder der ansteigenden oder der fallenden Kante des PWM-Signals, erhalten bei Knoten 10, erzeugt und das analoge Signal, repräsentierend den Phasenstrom  $I_{\text{MOTOR}}$ , kann durch die Verwendung eines Stromwandlers oder anderer stromabtastenden Einrichtungen gewonnen werden. Der Fachmann kann ebenso erkennen, daß, obwohl die Schaltungsanordnung der Fig. 4 nur für eine Phase dargestellt ist, die Schaltungsanordnung der vorliegenden Erfindung auf Multi-Phasenmaschinen anwendbar ist. In Ausführungsformen, worin Multi-Phasenmotoren verwendet werden, sollte eine separate Stromsteuerung 44 für



jede Phase bereitgestellt werden. Weiterhin kann die Schaltung so hergestellt werden, daß sie mit der unteren Grenze des gesteuerten Phasenstromes betrieben wird. In diesem Fall wird die Stromsteuerung 44 so betrieben, daß die Umschalteneinrichtungen 8' und 23' auf AUS geschaltet sind (d.h. geöffnet), wenn ein Puls von dem Kantendetektor 42 erhalten wird. Der Phasenstrom in dem Verbraucher 24' wird dann abfallen, bis er unterhalb des gewünschten Wertes  $I_{\text{REFERENZ}}$  fällt, wenn die Schalter 8' und 23' geschlossen sind, kuppelnd die Wicklung 24' an die Spannungsversorgung. Der Phasenstrom steigt dann an, bis die nächste PWM-Kante durch den Kantendetektor 42 detektiert wird, wenn die Zyklen sich wiederholen.

Die Erfindung kann ebenso mit nur einem der zwei Leistungsschalter verwendet werden, die durch die Stromsteuerung 44 betrieben werden. In diesem Fall, wenn die Stromsteuerung den einen Leistungsschalter öffnet, den sie steuert, hat der Phasenstrom einen „Freilauf“ durch den Pfad, bereitgestellt durch den anderen Leistungsschalter und eine von den Leistungsdioden 25a oder 25b. Der Leistungsschalter, gesteuert durch die Stromsteuerung 44, mag gleichermaßen entweder der „Hochseiten“-Schalter 8', der „Niederseiten“-Schalter 23' sein oder er kann in jeder Sequenz zwischen der Hoch- und Nieder-Seite alternieren.

Der Fachmann wird erkennen, daß Abwandlungen des Grundschemas, wie dies oben diskutiert wurde, die Auswahl des Ausgleichsneigungs-Systems beeinflussen können (zuvor diskutiert), wenn eins verwendet wird.

Die neue Steuerschaltung der Fig. 4 hat verschiedene Vorteile gegenüber bekannten Stromsteuerungen. Zuerst, wie zuvor diskutiert, erlaubt die Schaltung der Fig. 4 die Steuerung der Magnitude des Phasenstromes und der Umschaltfrequenz der Umschalteneinrichtungen 8' und 23', durch die Verwendung eines einzelnen PWM-Signals. Weiterhin ist die Stromsteuerung der Fig. 4 dahingehend einfach, daß sie die Stromsteuerfunktion ohne die Notwendigkeit eines Minimum-Ausschalt-Zeitgebers, eines separaten Taktoszillators oder eines

isolierten Stromwandlers implementiert, wie dies bei den Schaltungen von dem Typ notwendig ist, wie sie in den Fig. 1, 2, 3A und 3B gezeigt sind. Weiterhin kann in Multi-Phasensystemen, worin jede Phase gemäß der Frequenz des PWM-Signals umgeschaltet wird, das an Knoten 40 erhalten wird, die Steuerung nach Fig. 4 die Quellen für akustischen Lärm reduzieren, dadurch, daß alle Phasen mit der gleichen Frequenz umgeschaltet werden, wodurch ein Brummen zwischen den Umschaltfrequenzen der individuellen Phasen und das potentielle Geräusch, das davon erzeugt wird, vermieden wird. Weiterhin kann sie, da die Umschaltfrequenz festgelegt ist, auf den benötigten Minimalwert festgelegt werden (z.B. für Ultraschallbetrieb) und die Nachteile von durchschnittlichen Frequenzen, die höher sind als notwendig, wie dies mit dem Stand der Technik behaftet ist, werden somit vermieden.

Fig. 5 zeigt detaillierter eine Ausführungsform der Stromsteuerschaltung der vorliegenden Erfindung. Allgemein zeigt Fig. 5 eine Steuerschaltung gemäß der vorliegenden Erfindung für einen Zwei-Phasen-umschaltbaren Reluktanzmotor.

Unter Bezugnahme auf Fig. 5 wird ein Eingabe-PWM-Signal bei Knoten 40 erhalten, durch einen Opto-Isolator 50. Das PWM-Signal, erhalten bei Knoten 40, kann durch einen ASIC, Mikroprozessor oder eine andere digitale Steuerung erzeugt werden, die zur Steuerung von umschaltbaren Reluktanzmotoren verwendet werden. Die Erzeugung des PWM-Eingabesignals ist nicht grundsätzlich ein Teil der vorliegenden Erfindung und es ist nur notwendig, daß das Eingabe-PWM-Signal folgendes aufweist: (I) Eine Frequenzkomponente, die sich auf die gewünschte Umschaltfrequenz der Umschalteinrichtung 8' und 23' bezieht; und (II) einen Durchschnittsspannungswert (Gleichstromkomponente), der sich auf die Magnitude des gewünschten Spitzenphasenstromes bezieht. Schaltungen und Verfahren zur Erzeugung von PWM-Signalen mit diesen Merkmalen sind im Stande der Technik bekannt und werden hierin nicht beschrieben. In einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird die Frequenz des Eingabe-PWM-

Signals durch eine Mikrosteuerung erzeugt und wird auf oder in die Nähe von 20 kHz gesetzt, um die Erzeugung von hörbaren Geräuschen zu verhindern.

In der Ausführungsform der Fig. 5 ist der Ausgang des Opto-Isolators 50 über einen Widerstand 51 an eine Spannungsquelle der Spannung  $+V_2$  gekuppelt, um ein durchgehendes Pulssignal zu erzeugen, das zu der logischen Invertierung des PWM-Signals korrespondiert, welches an dem Knoten 40 erhalten wird. In der Ausführungsform der Fig. 5 wird das durchgehende Pulssignal von dem Opto-Isolator 50 sowohl an die Eingänge eines Hysterese-NAND-Gate 52, welches abermals die durchgehenden Pulssignale invertiert, um ein digitales durchgehendes Pulssignal mit wohl definierten Kanten zu erzeugen, dessen Betriebszyklus und Frequenz zu dem Betriebszyklus und der Frequenz des PWM-Signals korrespondieren, das bei Knoten 40 erhalten wird.

Das durchgehende digitale Pulssignal von dem Hysterese-NAND-Gate 52 wird an die Kantendetektionsschaltung 42 und die Tiefpaßfilterschaltung 46 angelegt. In der Ausführungsform der Fig. 5 stellt die Kantendetektionsschaltung 42, ähnlich wie die Kantendetektionsschaltung der Fig. 4, eine Serie von negativ-gehenden Taktpulsen bereit, die bei der Frequenz der ansteigenden Kanten des PWM-Signals auftreten, das an dem Knoten 40 erhalten wird. In Fig. 5 umfaßt die Kantendetektionsschaltung 42 ein RC-Filternetzwerk 53 und ein Hysterese-NAND-Gate 54. Die Zeitdauer der negativ-gehenden Taktpulse des Kantendetektors 42 ist nicht kritisch, solange die negativ-gehenden Taktpulse eine hinreichende Andauer haben, um den Flip-Flop 58, wie zuvor diskutiert, zu setzen. Die negativ-gehenden Taktpulse des Kantendetektors 42 müssen jedoch nicht so lang sein, daß die Pulse noch aktiv sind, wenn der Strom in dem Verbraucher 24 den benötigten Spitzenwert erreicht hat, sonst werden sie das Rücksetzen des Flip-Flop 58 verspäten und ein Überschießen des Stromes über den gewünschten Spitzenwert verursachen. In der Praxis, so wie es beschrieben wird, bedeutet die Setz-Dominante-Natur des Flip-Flop 58, daß die negativ-gehenden Taktpulse verwendet werden können, um die Wirkung von vorübergehenden hohen

Spitzenströmen aufgrund der Diodenregenerierung zu maskieren, welche durch den stromabtastenden Widerstand 17', nach dem Einschalten der Umschalteinrichtungen 8' und 23', fließen können.

Der invertierte durchgehende digitale Pulsstrom von dem Hysterese-Gate 52 wird ebenso an die Tiefpaßfilterschaltung 46 angelegt. Ähnlich der Tiefpaßfilterschaltung 46 der Fig. 4 erhält die Tiefpaßfilterschaltung 46 in der Ausführungsform der Fig. 5 das PWM-Signal und stellt ein analoges Spannungssignal  $I_{\text{REFERENZ}}$  bereit, das proportional zu dem Betriebszyklus des PWM-Signals ist. In der Ausführungsform der Fig. 5 umfaßt der Tiefpaßfilter 46 ein Filternetzwerk, umfassend einen Widerstand 56 und einen Kondensator 57.

Die negativ-gehenden Taktpulse des Kantendetektors 42 und das Stromreferenzsignal  $I_{\text{REFERENZ}}$  des Tiefpaßfilters 46 werden als Eingabe an die Phasenstromsteuerungen 44A (für Phase A) und 44B (für Phase B) angelegt. In Fig. 5 ist nur die Schaltungsanordnung für die Stromsteuerung 44A im Detail gezeigt. Es ist klar, daß die Schaltungsanordnung für die Stromsteuerung 44B im wesentlichen die gleiche ist. Die Stromsteuerungen 44A und 44B erhalten ebenso ein Phasenfreigabesignal (Phase A - frei, Phase B - frei), das, in einer oder mehreren bekannten Arten, die geeignete Phase zur Phasenspeisung zu jedem gegebenen Zeitpunkt kennzeichnet. Die PHASE-A-FREI- und PHASE-B-FREI-Signale werden durch eine Schaltungsanordnung bereitgestellt (nicht gezeigt), die die Rotorposition überwacht und Signale bereitstellt, die indikativ für die geeignete Phase zur Einspeisung sind.

Unter Bezugnahme auf die Stromsteuerschaltung 44A werden die negativ-gehenden Taktpulse von dem Kantendetektor 42 an den SETZ-Eingang eines Flip-Flop 58, umfassend zwei Hysterese-NAND-Gates 58A und 58B, angelegt. Wie in Fig. 5 gezeigt, setzt der Flip-Flop 58 (d.h. dessen Ausgang nimmt einen logischen „Hoch“-Zustand an) immer, wenn das Signal an dem SETZ-Eingang S auf Null fällt und setzt zurück, immer, wenn die Eingabe an dem Rücksetz-Eingang R auf

Null fällt. Die Ausgabe des Flip-Flop 58 wird als eine Eingabe zu einem Phasenwahl-Gate 59 verwendet, dessen anderer Eingang das PHASE-A-FREI-Signal ist, wie zuvor beschrieben. Wenn PHASE-A freigegeben ist, treibt die Ausgabe des Flip-Flop 58 die Leistungsschalteinrichtungen 8' und 23' an, welche IGBTs, MOSFETs, BJTs oder ähnliche steuerbare Umschalteinrichtungen sein können. Dementsprechend ist, wenn das Flip-Flop 58 gesetzt ist, dessen Ausgang in einem logischen Hoch-Zustand und wird die Umschalteinrichtungen 8' und 23' auf EIN schalten, verbindend die Phasenwicklung 24' mit der Stromquelle, wodurch ein ansteigender Strom in der Phasenwicklung 24' erzeugt wird. Dem entgegengesetzt, wenn der Flip-Flop 58 rückgesetzt ist, wird dessen Ausgang bei einem logischen Niedrig-Zustand sein und die Umschalteinrichtungen 8' und 23' auf AUS schalten.

Die Verwendung von logischen Hoch- und logischen Niedrigzuständen in Verbindung mit dem Flip-Flop 58 zum jeweiligen AN- und AUS-Schalten der Umschalteinrichtungen ist nur exemplarisch.

Aus Fig. 5 kann entnommen werden, daß (annehmend, daß der Rücksetz-Eingang R logisch 1 ist) der Flip-Flop 58 gesetzt ist, jedesmal wenn ein negativ-gehender Taktpuls durch den Kantendetektor 42 bereitgestellt wird. Wie zuvor beschrieben, treten die negativ-gehenden Taktpulse des Kantendetektors 52 bei der Frequenz des PWM-Signals auf, das an dem Knoten 40 erhalten wird. Dementsprechend sind in der Ausführungsform der Fig. 5 die Umschalteinrichtungen 8' und 23' bei einer Frequenz auf EIN gestellt, die mit der Frequenz des PWM-Signals, erhalten an dem Knoten 40', korrespondiert und von dieser gesteuert wird.

Obwohl der Flip-Flop 58, gezeigt in Fig. 5, durch eine fallende Kante getriggert wird, können Ausführungsformen verwendet werden, die einen Flip-Flop verwenden, der durch ansteigende Kanten getriggert wird. Weiterhin ist die vorliegende Erfindung nicht auf die Verwendung von SR-Flip-Flops beschränkt, son-

dern kann durch die Verwendung von anderen digitalen Latch-Einrichtungen umgesetzt werden.

Unter Bezugnahme auf Fig. 5 ist anzumerken, daß das Flip-Flop 58 jedesmal zurückgesetzt ist, wenn eine fallende Kante an dessen RÜCKSETZ-Eingang R auftritt, (annehmend, daß der Setz-Eingang S bei logisch 1 ist). Der RÜCKSETZ-Eingang R des Flip-Flop 58 ist an den Ausgang eines Komparators 60 gekoppelt, welcher zwei Eingaben erhält. Der positive Eingang des Komparators 60 ist an den Ausgang des Tiefpaßfilters 46 gekoppelt und erhält das analoge Signal  $I_{\text{REFERENZ}}$ , welches zu der Spitzenmagnitude des gewünschten Phasenstromes korrespondiert. Wie zuvor beschrieben, wird die Magnitude des analogen Signals  $I_{\text{REFERENZ}}$  festgelegt durch und gesteuert durch den Betriebszyklus des PWM-Signals, erhalten an dem Knoten 40.

Der negative Eingang des Komparators 60 ist mit einem strommessenden Abtastwiderstand 17' gekoppelt, der eine analoge Spannung  $I_{\text{MOTOR-A}}$  bereitstellt, die repräsentativ für den Strom fließend in Phase A des Motors ist. Ein ähnlicher strommessender Abtastwiderstand 17' ist in Serie mit Phase B des Motors angeordnet und kann für jede Phase eines Multi-Phasen-umschaltbaren Reluktanzmotors bereitgestellt werden. Während die Ausführungsform der Fig. 5 einen strommessenden Abtastwiderstand 17' verwendet, um ein Signal zu erzeugen, das repräsentativ für den Motorphasenstrom ist, können andere strommessende Einrichtungen, wie eine Hall-Effekt-Einrichtung oder ein Stromwandler, für die gleiche Wirkung verwendet werden.

Der Komparator 60 vergleicht den Motorphasenstrom  $I_{\text{MOTOR-A}}$  mit dem Signal, das den gewünschten Spitzenstrom  $I_{\text{REFERENZ}}$  repräsentiert und erzeugt ein logisches Tief-Signal, immer wenn der Motorstrom  $I_{\text{MOTOR-A}}$  den gewünschten Spitzenstrom  $I_{\text{REFERENZ}}$  übersteigt. Da der Ausgang des Komparators 60 mit dem RÜCKSETZ-Eingang R des Flip-Flop 58 gekoppelt ist, wird das logische Tief-Signal von dem Komparator 60 den Flip-Flop 58 zurücksetzen, wodurch ein

Rücksetzen des Ausgangs des Flip-Flop 58 bewirkt wird, um auf einen logischen Tief-Pegel zu fallen. Dies wird die Umschalteneinrichtungen 8' und 23' auf AUS schalten. Jedoch sollte angemerkt werden, daß der Flip-Flop 58 setz-dominant ist, so daß die RÜCKSETZ-Eingabe wirkungslos ist, während die negativ-gehenden Taktpulse, erzeugt durch den Kantendetektor 42, aktiv sind (d.h. in einem logischen Tief-Zustand). Dies kann zu einer vorteilhaften Anwendung verwendet werden, indem die Länge der negativ-gehenden Taktpulse gleich oder länger als die Rücksetzzeit der Leistungsdiode 25A gemacht werden. Es ist im Stand der Technik wohl bekannt, daß solche Leistungsdioden eine kurze, aber signifikante Zeitdauer brauchen, um ihre Umkehr-Sperrfähigkeit wieder herzustellen, was dazu führen kann, daß der Strom durch den Abtastwiderstand 17' kurzzeitig zu einem hohen Spitzenwert überschießt, eng folgend dem Leistungsschalter 23'. Um den Effekt eines solchen Überschießens zu vermindern, ist es übliche Praxis, einen Kurzzeit-Konstantfilter einzupassen, wie er in Fig. 5 als 59 gezeigt ist. Jedoch ist es bei geeigneter Auswahl der negativ-gehenden Taktpulsbreite möglich, den Grad der Filterung zu verringern oder auch alles zusammen zu eliminieren, mit damit verbundenen Vorteilen der besseren Gesamtstabilität und Steuerungsleistungsfähigkeit.

Kantendetektor 42, Stromsteuerung 44A und Tiefpaßfilter 46 arbeiten, um die Umschaltfrequenz der Umschalteneinrichtungen und die Magnitude des Phasenstromes, in der gleichen Weise wie oben in Verbindung mit dem Schaltkreis der Fig. 4 beschrieben, zu steuern. Insbesondere erhält der Knoten 40 ein PWM-Signal, das an den Kantendetektor 42 und den Tiefpaßfilter 46 angelegt ist. Der Kantendetektor 42 erzeugt ein dauerhaftes digitales Pulssignal aus negativ-gehenden Pulsen, das bei der gleichen Frequenz wie die Frequenz des PWM-Signals, erhalten an dem Knoten 40, auftritt. Die andauernden digitalen Pulse von Kantendetektor 42 sind an den Setz-Eingang S des Flip-Flop 58 angelegt. Annehmend, daß der Rücksetz-Eingang R des Flip-Flop 58 logisch 1 ist, wird jeder negativ-gehende Puls den Flip-Flop 58 setzen, bewirkend daß dessen Ausgang logisch hoch annimmt, was die Umschalteneinrichtung 8' und 23' auf AN setzt. Die

Umschalteneinrichtungen koppeln die Phasenwicklungen 24' an eine Spannungsquelle und der Strom in der Phasenwicklung 24' steigt an, bis er den gewünschten Spitzenstrom  $I_{\text{REFERENZ}}$  übersteigt. Wenn der Phasenstrom  $I_{\text{MOTOR-A}}$  den gewünschten Spitzenreferenzstrom  $I_{\text{REFERENZ}}$  übersteigt, erzeugt der Komparator 60 einen negativ-gehenden Puls, welcher den Flip-Flop 58 zurücksetzt, was die Umschalteneinrichtungen 8' und 23' auf AUS setzt. Da die Umschalteneinrichtungen 8' und 23' geöffnet sind, wird der Strom in der Phasenwicklung 24' unterhalb des gewünschten Spitzenreferenzstromes  $I_{\text{REFERENZ}}$  fallen, wodurch die Rückkehr des Ausgangs des Komparators 60 auf logisch Hoch bewirkt wird. Der Zyklus wird sich selbst wiederholen, beim nächsten Auftreten des nächsten negativ-gehenden Pulses vom Kantendetektor 42.

Obwohl das obige Beispiel in Verbindung mit der Schaltungsanordnung der Fig. 5 und der Phase A ausgeführt wurde, werden die Schaltkreisoperationen für die Phase B die gleichen sein, mit der Ausnahme, daß die Stromsteuerung 44B der Phase B und die Umschalteneinrichtungen sowie der Stromsensor, verbunden mit der Phase B, verwendet werden.

Aus einer Analyse der Fig. 5 kann entnommen werden, daß die Umschalteneinrichtungen 8' und 23' bei einer bekannten Frequenz umgeschaltet werden, welche im wesentlichen die gleiche ist, wie die Frequenz des PWM-Eingangssignals, erhalten bei Knoten 40. Somit bestimmt das einzelne PWM-Eingangssignal, erhalten beim Knoten 40, sowohl die Frequenz als auch die Dauer der Spannung, die an die Phasenwicklung durch die Umschalteneinrichtungen 8' und 23' angelegt werden.

Die Schaltung der Fig. 5 hat verschiedene Vorteile gegenüber dem Stand der Technik. Zusätzlich zu all den Vorteilen, die in Verbindung mit der Schaltungsanordnung der Fig. 4 diskutiert wurden, benötigt die Schaltungsanordnung der Fig. 5 weniger Isolationseinrichtungen als bei vielen der bekannten Systeme benötigt werden. Unter Bezugnahme auf die bekannte Schaltung der Fig. 1 wer-



den beispielsweise drei Isolatoren für jede Phase der Wicklung benötigt, während die Schaltung der Fig. 5 nur einen Isolator für alle Phasen der Maschine benötigt, die gesteuert wird.

Um weiterhin die nötige Anzahl von Isolationseinrichtungen zu begrenzen, stellt die Ausführungsform der vorliegenden Erfindung sicher, daß, wenn die Schaltung fehlerhaft arbeitet, die das PWM-Signal bereitstellt, erhaltend an dem Knoten 40, das System in einem sicheren Zustand gelassen wird. Wie zuvor in Verbindung mit der Fig. 1 beschrieben, führt in bekannten Systemen die Fehlfunktion der Einrichtung, die das PWM-Stromsteuersignal bereitstellt, in einem Zustand, daß das PWM-Signal immer logisch hoch ist, bewirkt, daß ein hoher, möglicherweise schädigender, Phasenstrom in den Motor fließt. In der Ausführungsform der Fig. 5, wenn ein solcher Fehler auftritt, wird der Flip-Flop 58 zurückgesetzt, immer wenn der Motorstrom  $I_{\text{MOTOR-A}}$  den gewünschten Spitzenstrom  $I_{\text{REFERENZ}}$  übersteigt. In dem Fall einer Fehlfunktion der PWM-bereitstellenden Einrichtung, nachdem ein Rücksetzen auftritt und die Umschalteneinrichtungen auf AUS geschaltet sind, wird kein Taktpuls von dem Kanten-generator 42 an den Flip-Flop 58 angelegt und die Umschalteneinrichtungen auf AN geschaltet. Dementsprechend führt eine Fehlfunktion der Vorrichtung, die den PWM-Strombefehl in der Ausführungsform der vorliegenden Erfindung, dargestellt in Fig. 5, bereitstellt, zu einer sicheren Situation mit den Schalteinrichtungen im AUS-Zustand.

Weiterhin benötigt der Schaltkreis, gezeigt in Fig. 5, keinen isolierten Stromwandler, wodurch die Verwendung von kleineren und kostengünstigeren Verfahren zur Strommessung möglich ist.

Neigungskompensation kann weiterhin zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit der Stromsteuerschaltung der vorliegenden Erfindung verwendet werden. Fig. 6A und 6B helfen, das grundlegende Konzept der Neigungskompensation darzustellen.

Fig. 6A zeigt allgemein eine analoge Spannung 62, korrespondierend zu dem Phasenstrom in dem Motor über die Zeit und eine stabile analoge Spannung 64, korrespondierend zu dem gewünschten Spitzenphasenstrom. Diese Spannungen korrespondieren allgemein mit den  $I_{\text{MOTOR}}$ - und  $I_{\text{REFERENZ}}$ -Signalen; wie oben diskutiert. Wie in Fig. 6A dargestellt, steigt der Motorstrom 62 an, während normalem Betrieb der Stromsteuerschaltung, wenn die Schalter geschlossen sind, bis der Phasenstrom die Spannung erreicht, die repräsentativ für den gewünschten Spitzenstrom 64 ist. Zu diesem Zeitpunkt sind die Schalter offen und der Strom beginnt zu fallen, bis die Phasenwicklung wieder an die Stromquelle bei der Zeit  $T_2$  gekuppelt wird.

Wenn der Spannungswert, repräsentierend den Phasenstrom, gestört oder unruhig wird durch eine Menge  $\Delta I$ , z.B. durch elektrisches „Rauschen“, kann eine Instabilität in das System eingeführt werden. Dies ist durch die Wellenform 66 in Fig. 6A dargestellt, welche die Spannung repräsentiert, die repräsentativ für den gewünschten Strom mit einem Fehler  $\Delta I$  eingeführt bei der Zeit  $T_0$  ist. Wie in Fig. 6A dargestellt, ist der Fehler so, daß der Spannungswert, repräsentativ für die Phasenspannung, durch eine Menge  $\Delta I$  bei der Zeit  $T_0$  ansteigt.

Da die Spannung, korrespondierend zu dem Strom, größer als normalerweise ist, scheint der Strom den gewünschten Spitzenstrom früher als sonst zu erreichen und die Schalter sind bei einer Zeit  $T_1$  früher geöffnet als sie es sein würden, wenn der Fehler nicht vorhanden wäre. Der Strom in der Phasenwicklung wird dann abfallen, bis zu der Zeit  $T_2$ , wenn die Schalter angeschaltet werden und die Phasenwicklung wieder an die Stromquelle gekuppelt ist. Es ist erkenntlich, daß in Fig. 6 der Abstand der Punkte  $T_0$ ,  $T_2$ ,  $T_5$  und  $T_6$  mit der konstanten Frequenz des PWM-Eingangssignales korrespondiert. Da der Fehler bewirkt, daß die Schalter vorzeitig bei  $T_1$  geöffnet sind, wird der Strom bei  $T_2$  niedriger sein als er es normalerweise ist. Dementsprechend wird der Strom bei dem Komparator länger brauchen, um zu dem gewünschten Spitzenstrom 64 anzusteigen, als dies

ohne den Fehler der Fall ist, und er wird nicht den gewünschten Spitzenstrom 64 bis  $T_4$  erreichen. Die Zeit  $T_4$  liegt nahe der Zeit  $T_5$ , welches der nächste Zeitpunkt ist, bei dem die Schalter geschlossen sind. Der Strom bei  $T_5$  wird nahe dem gewünschten Spitzenstrom 64 sein und somit werden die Schalter geöffnet sein, bevor sie es ohne den Fehler sein würden. Zur Zeit  $T_6$  ist der Fehler  $\Delta I_6$  wesentlich angewachsen und wird möglicherweise so groß werden, daß der Strom nicht den gewünschten Spitzenstromwert 64 innerhalb einer PWM-Periode erreicht. Wenn dies auftritt, hat der Puls, welcher den Flip-Flop setzen und die Leistungsschalter einschalten soll, keine Wirkung, da die Schalter bereits geschlossen sind, wobei der Strom nicht den Spitzenwert während der vorhergehenden Taktperiode erreicht hat. Die Umschaltfrequenz ist somit nicht mehr länger mit dem PWM-Signal synchronisiert und ein ungenügender Betrieb - nicht zuletzt hörbare Geräusche - treten auf.

Die sogenannte „Neigungskompensation“ kann durch Modifizierung der Spannung, repräsentierend den gewünschten Spitzenstrom, implementiert werden, so daß sie über die Zeit bei einer Frequenz variiert, die mit der PWM-Frequenz korrespondiert. Die Anwendung der Neigungskompensation ist in der Fig. 6B dargestellt, worin die Spannung, repräsentierend den gewünschten Spitzenstrom, durch die Wellenform 64' dargestellt ist. Wie die Wellenform 64' zeigt, ist der gewünschte Spitzenstrom nicht länger konstant, sondern variiert linear über die Perioden von einem Spitzenwert zu einem Minimalwert, wie  $T_0$  zu  $T_2$ , bestimmt durch das Umschalten der Leistungseinrichtung.

Wenn die Neigungskompensation verwendet wird, wird der Strom in den Phasenwicklungen im allgemeinen variieren, wie dies durch die Wellenform 62' in Fig. 6B dargestellt ist. Entsprechend dem Beispiel der Fig. 6A wird der Strom ansteigen, bis er den gewünschten Spitzenstrom 64' erreicht, wobei er an diesem Punkt abfallen wird, bis die Umschalteinrichtungen wieder auf EIN geschaltet sind. Die Wellenform 66' stellt eine Stromwellenform mit einem Fehler  $\Delta I$  eingeführt bei der Zeit  $T_0$  dar. Folgend der Wellenform 66' über die Zeit kann fest-

gestellt werden, daß, wenn Neigungskompensation verwendet wird, der Fehler  $\Delta I$  über die Zeit abfällt, dazu neigend, das System in einen stabilen Betrieb zu bringen.

Das relative Anwachsen oder Abfallen des Fehlerwertes  $\Delta I$  hängt von der Ausgleichsneigung der Wellenformen ab, wie sie in den Fig. 6A und 6B gezeigt sind. Beispielsweise wird angenommen, daß die Ausgleichsneigung der anwachsenden Abschnitte der Stromwellenform 62' jeweils alle bei  $M_1$  konstant sind und die Ausgleichsneigungen der abfallenden Abschnitte der Stromwellenform 62' alle bei  $M_2$  konstant sind, kann gezeigt werden, daß die Neigung der Kompensationsspannung, repräsentierend den gewünschten Spitzenstrom, wenigstens  $0,5 M_2$  für einen stabilen Betrieb betragen muß. Für die sicherste Neigungskompensation wurde festgesetzt, daß die Neigung der kompensierten Spitzenstromspannung ungefähr gleich  $M_2$  sein sollte. Wenn  $M = M_2$  ist, wird jeder eingeführte Fehler  $\Delta I$  nach einem Schaltzyklus auf ungefähr Null reduziert.

Die Neigungen der ansteigenden und abfallenden Abschnitte der Motorstromwellenform werden nur konstant sein, wenn die Spannung der Spannungsquelle konstant ist, an welche die Phasenwicklung angeschlossen ist. In tatsächlichen Antrieben ist die Spannung der Spannungsquelle nicht konstant, sondern kann über die Zeit variieren. Dementsprechend sollte, für eine bestmögliche Motorleistung, die Neigung der kompensierten Spitzenstromspannung nicht konstant sein, sondern sie sollte mit den Spannungsabweichungen in der Spannung der Spannungsquelle variieren. Die vorliegende Erfindung ermöglicht die Verwendung einer Neigungskompensation, wobei der Grad der Kompensation als Funktion der Spannung der Spannungsquelle  $+V$  variiert.

In Fig. 6B wurde die Neigungskompensation durch Einstellen des Wertes der Spannung durchgeführt, die die gewünschte Spitzenspannung über die Zeit repräsentiert. Alternativ könnte die Neigungskompensation eingeführt werden, indem der Spannung, die repräsentativ für den gewünschten Spitzenstrom

$I_{\text{REFERENZ}}$  ist, ermöglicht wird, konstant zu bleiben und durch Hinzufügen einer Kompensationsspannung zu der Spannung, die für den Motorstrom  $I_{\text{MOTOR}}$  repräsentativ ist, wobei die zugefügte Kompensationsspannung über die Umschaltperiode variiert. Um die Neigungskompensation, wie sie in Fig. 6B gezeigt ist, einzuführen, sollte die Kompensation nahe Null starten und linear mit einer Neigung  $M$  anwachsen, bis der Beginn der nächsten Umschaltperiode, bei der die Kompensationsspannung auf nahe Null fällt und der Vorgang wiederholt wird, startet.

Die Fig. 7A und 7B zeigen allgemein die Schaltungsanordnung und die damit verbundenen Wellenformen, die zur Einführung der Neigungskompensation verwendet werden können, die der Spannung der Spannungsquelle folgen, durch Bereitstellen einer Spannung, die von nahe Null bis zu einem Maximalwert über die Umschaltperiode folgt, und Zufügen der Kompensationsspannung zu der Spannung, die den Motorstrom  $I_{\text{MOTOR}}$  repräsentiert.

Fig. 7A stellt Spannungswellenformen bereit, die exemplarisch Kompensationsspannungen für unterschiedliche Spannungen der Spannungsversorgung repräsentieren. Die Wellenform 70 in Fig. 7A repräsentiert eine exemplarische Kompensationsspannung für eine Spannungsversorgung mit einer Spannung von  $V_A$ . Wie dargestellt, beginnt die Wellenform 70 bei einer Spannung nahe Null bei dem Beginn der Umschaltperiode zur Zeit  $T_0$  und wächst linear zu einem Maximalwert bei der Zeit  $T_1$  an, wobei zu dieser Zeit die Kompensationsspannung auf nahe Null fällt und der Zyklus über den nächsten Umschaltzyklus wiederholt wird. In Fig. 7A ist die maximale Spannungsmagnitude der Kompensationsspannung proportional zu der Spannung der Spannungsquelle  $V_A$ , aber sie ist nicht notwendigerweise gleich  $V_A$ .

Die Wellenform 72 in Fig. 7A zeigt eine exemplarische Kompensationsspannung für eine Spannungsversorgung, mit einer Spannung  $V_B$ . In diesem Beispiel ist  $V_B$  kleiner als  $V_A$ . Um die abnehmende Versorgungsspannung geeignet einzustellen,

sollte die Kompensationsspannung langsamer über die Zeit ansteigen und der maximale Kompensationsspannungswert sollte geringer als der maximale Kompensationsspannungswert für die höhere Versorgungsspannung  $V_A$  sein. Wie Fig. 7A zeigt, hat die Wellenform 72 dahingehend diese Merkmale, daß sie langsamer über die Zeit variiert als die Wellenform 70 und einen niedrigeren maximalen Spannungswert aufweist, als der maximale Spannungswert der Wellenform 70. Ebenso wie bei der Wellenform 70 ist der maximale Spannungswert der Wellenform 72 proportional zu der  $V_B$ -Spannung der Spannungsquelle, aber nicht notwendigerweise gleich  $V_B$ . Beide Wellenformen 70 und 72 wiederholen sich bei einer Frequenz, die gleich zu der Umschaltfrequenz der Leistungseinrichtung ist.

Die Fig. 7B zeigt allgemein eine Neigungskompensationsschaltung 74, die eine Kompensationsspannung an dem Emitter des Transistors 75 bereitstellt, die ungefähr den Spannungen 70 und 72 der Fig. 7A folgt. An den Kollektor des Transistors 75 ist die Spannungsquelle  $+V_2$  angeschlossen. Der Transistor 75 stellt eine Spannung an dessen Emitter bereit, die mit der Spannung korrespondiert, die an die Basis des Transistors 75 angelegt ist.

Die Basis des Transistors 75 ist an einen Rampengenerator, umfassend den Kondensator 76, eine Stromquelle 77 und eine Diode 78, angeschlossen. Die Anode der Diode 78 ist an die Abzweigung des Kondensators 76 und die Stromquelle 77 angeschlossen. Die Kathode der Diode 78 ist an eine Quelle von negativgehenden Pulsen angeschlossen, die bei der Umschaltfrequenz der Leistungsumschalteinrichtung auftreten. Die Stromquelle 77 ist an die Spannungsversorgung  $+V_2$  angeschlossen. Die Stromquelle 77 kann unter Verwendung eines Transistors oder anderer stromregulierender Einrichtungen, z.B. eine Konstantstromdiode, implementiert werden.

Im Betrieb speist die Stromquelle 77 den Kondensator 76, um eine Rampenspannung zu erzeugen, die an die Basis des Transistors 75 angelegt ist. Somit wird

umgekehrt die Konduktivität des Transistors 75 gesteuert, um eine Rampenspannung an dem Emitter des Transistors 75 zu erzeugen.

Die Neigung der Rampenspannung, bereitgestellt an dem Emitter des Transistors 75, ist proportional zu der Neigung der Rampenspannung, die an die Basis des Transistors 75 angelegt ist (welche die Spannung über den Kondensator 76 ist). Die Neigung der Rampenspannung, erzeugt über den Kondensator 76, ist proportional zu der Rate, mit welcher der Kondensator 76 geladen wird, welche umgekehrt wiederum proportional zu der Magnitude des Stromes der Stromquelle 77 ist. Wenn die Magnitude des Stromes, eingespeist durch die Stromquelle 77, konstant ist, wird die Neigung der Rampenspannung des Kondensators 76 ebenso konstant sein. Wenn die Magnitude des Stromes von der Quelle 77 so eingerichtet ist, um im Gleichmaß mit der Spannung der Quelle  $+V$  zu variieren, wird die Neigung der Rampenspannung, bereitgestellt an die Basis des Transistors 75 - und somit die Neigung der Kompensationsspannung an dem Emitter des Transistors 75 - so ansteigen, wie die Speisespannung  $+V$  ansteigt sowie abfallen, wenn  $+V$  abfällt. In dieser Weise kann die Neigung der Kompensationsspannung eingestellt werden, um den Veränderungen der Spannung der Versorgung  $+V$  gewachsen zu sein. Ein Verfahren zur Erzeugung der Magnitude des Stromes, gehend in den Kondensator 76 und proportional zu der Versorgung  $+V$ , ist die Verwendung eines Widerstandes 79, wie in der Fig. 7C gezeigt. In vielen Anwendungen wird die Versorgungsspannung  $+V$  groß sein, relativ zu den Spannungen, die mit der Neigungskompensationsschaltung auftreten und der Strom im Widerstand 79 wird ungefähr gleich bleiben, unabhängig von den Variationen des Potentials an der Basis des Transistors 75.

Der Kondensator 76 wird weiterhin geladen und die Spannung über den Kondensator 76 wird weiterhin ansteigen, bis ein negativ-gehender Puls an die Diode 78 angelegt wird. Wenn ein negativ-gehender Puls an die Kathode der Diode 78 angelegt ist, wird sie durchlässig gemacht und der Kondensator 76 wird sich schnell über die Diode 78 entladen, wodurch die Spannung über den Kondensa-

tor 76 geleitet wird und die Spannung, angelegt an das Gate des Transistors 75, auf nahe Null gebracht wird. Wie oben beschrieben, treten die negativ-gehenden Pulse, angelegt an die Kathode der Diode 78, bei der Umschaltfrequenz auf. In dieser Weise bewirkt die Schaltung der Fig. 7B, daß die Kompensationsspannung bei der Umschaltfrequenz variiert.

Bezugnehmend auf Fig. 7C wird, wie oben beschrieben, die Rampenspannung über den Kondensator 76 an die Basis des Transistors 76 angelegt. Die Spannung, erzeugt an dem Emitter des Transistors 75, wird eine Kompensationsspannung sein, mit einer Neigung, die gemäß der Neigung der Rampenspannung, angelegt an die Basis, variiert. Umgekehrt ist diese Neigung durch die Magnitude der Versorgungsspannung  $+V$  ungefähr festgelegt, welche an den oberen Abgriff des Widerstandes 79 angelegt ist, wobei vorgegeben ist, daß  $+V$  groß ist, verglichen mit der Spannung an der Basis des Transistors 75. In dieser Weise stellt die Schaltung der Fig. 7C automatisch die Neigung der Kompensationsspannung ein, um die Veränderungen in der Versorgung  $+V$  einzustellen.

Fig. 8 zeigt detaillierter die Verwendung einer Neigungskompensationsschaltung 74, im Zusammenhang mit der Stromsteuerschaltung der Fig. 5. Ausgenommen der Wirkung durch die Kompensationsschaltung 74, arbeitet die Schaltung der Fig. 8 im wesentlichen in der gleichen Weise wie die Schaltung, die zuvor in Verbindung mit Fig. 5 beschrieben wurde.

Unter Bezugnahme auf Fig. 8 umfaßt die Neigungskompensationsschaltung 74 den Transistor 75, den Kondensator 76, die Stromquelle 77 und die Diode 78. Diese Elemente wirken im wesentlichen wie zuvor in Verbindung mit Fig. 7B beschrieben. In der Ausführungsform der Fig. 8 umfaßt die Stromquelle 77 einen Transistor 80 dessen Basis durch ein Paar von in Reihe geschalteten Widerständen gesteuert wird, einschließlich des variablen Widerstandes 81. Durch Einstellen des Widerstandes des variablen Widerstandes 81 ist es möglich, die



Neigung der Kompensationsspannung an dem Emitter des Transistors 75 einzustellen.

Wie zuvor beschrieben, sollte die Neigung der Kompensationsspannung so festgesetzt werden, daß, für einige Nennwertspannungen der Spannungsquelle  $+V$ , die Neigung  $M$  der Kompensationsspannung wenigstens  $0,5 M_2$  beträgt, wobei  $M_2$  die Neigung des abfallenden Abschnittes der Motorstromspannung  $I_{\text{MOTOR}}$  ist.

In der Ausführungsform der Fig. 8 wird ein Hysterese-NAND-Gate 82 ebenso bereitgestellt. Das NAND-Gate 82 ist an den Kantendetektor 42 angeschlossen und wirkt zusammen mit dem Kantendetektor 42, um eine Serie von negativgehenden Taktpulsen zu erzeugen, die eine Frequenz, korrespondierend mit der Frequenz des PWM-Signals, erhalten am Knoten 40, aufweisen. Alternative Ausführungsformen sind vorstellbar, wobei das NAND-Gate 82 entfernt wird und die Diode 78 an den Ausgang des Kantendetektors 42 angeschlossen ist, der an den Flip-Flop 58 angeschlossen ist. In einer solchen Ausführungsform sollte das Hysterese-NAND-Gate 54 so dimensioniert sein, daß die Ladung vom Kondensator 76 absinkt.

Die Kompensationsspannung der Neigungskompensationsschaltung 74 wird zu der Spannung hinzugefügt, die den Motorstrom  $I_{\text{MOTOR}}$  repräsentiert, mittels der Verbindung der Widerstände 83 und 84. Wie in Fig. 8 gezeigt, kann die Kompensationsspannung der Kompensationsschaltung 74 an die Stromsteuerschaltungen für jede Phase des Motors bereitgestellt werden.

Alternative Ausführungsformen der Neigungskompensationsschaltung können in Betracht gezogen werden, wobei die rampenerzeugende Schaltungsanordnung so eingestellt ist, um eine Kompensationsspannung zu erzeugen, die bei Null zu dem Beginn einer Umschaltungsperiode beginnt und die linear abfällt, gemäß der Neigung  $-M$ . In einer solchen Ausführungsform würde die Kompensationsspan-

nung zu der Spannung hinzugefügt werden, die den gewünschten Spitzenstrom  $I_{\text{REFERENZ}}$  repräsentiert, um eine Neigungskompensation bereitzustellen.

Wenn die Neigungskompensation im Zusammenhang mit der erfindungsgemäßen Stromsteuerung verwendet wird, ist es empfehlenswert, daß der Tiefpaßfilter 46 so ausgewählt ist, daß die Brummspannung auf der analogen Spannung, die repräsentativ für den gewünschten Spitzenstrom  $I_{\text{REFERENZ}}$  ist, gering ist. Ein zu starkes Brummen könnte den Betrieb der Neigungskompensationsschaltung beeinträchtigen.

Grundsätzlich sollte der Tiefpaßfilter sicherstellen, daß das Brummen auf dem  $I_{\text{REFERENZ}}$ -Spannungssignal deutlich kleiner ist als das 0,10-fache des Spitzenmotorstromes. Beispielsweise scheint ein Brummen mit Magnituden von ungefähr 1/50 des Spitzenstromes oder 1/100 des Spitzenstromes hinnehmbar.

In der Ausführungsform der Fig. 5 umfaßt der Tiefpaßfilter 46 einen RC-Tiefpaßfilter erster Ordnung, umfassend einen einzelnen Widerstand und einen einzelnen Kondensator. Die benötigte Stromsteuerbandbreite und die Spitzenmagnitude des Motorstromes verhalten sich in Abhängigkeit von der Frequenz des PWM-Signals, erhalten an dem Knoten 40, wobei es wünschenswert sein kann, kompliziertere Tiefpaßfilter oder welche einer höheren Ordnung zu verwenden. Beispiele solcher alternativen Tiefpaßfilter sind in den Fig. 9A und 9B dargestellt.

Fig. 9A zeigt einen Tiefpaßfilter, der komplizierter ist als der in Fig. 5, umfassend zwei Widerstände 90 und 91 und einen Kondensator 92. Die Werte der Widerstände 90 und 91 sollten mit der Frequenz des PWM-Signals und der Magnitude des Spitzenmotorstromes variieren.

Fig. 9B zeigt einen Tiefpaßfilter höherer Ordnung, der in der vorliegenden Erfindung verwendet werden kann. Der Tiefpaßfilter höherer Ordnung der Fig. 9B

umfaßt ein erstes RC-Netzwerk, umfassend den Widerstand 93 und den Kondensator 94, in Serie elektrisch verbunden mit einem zweiten RC-Netzwerk, umfassend Widerstände 95 und 96 sowie den Kondensator 97. Zusammen mit den Widerständen und dem Kondensator der Fig. 9A sollten die Werte der Komponenten der Fig. 9B im Lichte der Frequenz des PWM-Signals, der benötigten Stromsteuerbandbreite und des Spitzenmotorstromes ausgewählt werden. Beispielsweise können für eine PWM-Frequenz von 10 kHz die Werte der Komponenten der Fig. 9A wie folgt sein: Widerstand 93 = 16k Ohm; Kondensator 94 = 10 Nanofarad; Widerstand 95 = 82k Ohm; Widerstand 96 = 20 k Ohm und Kondensator 97 = 10 Nanofarad. Diese Werte sind nur Beispiele und andere Werte können verwendet werden.

Obwohl die Erfindung in Verbindung mit den zuvor dargestellten Ausführungsformen zuvor beschrieben wurde, kann ein Fachmann erkennen, daß verschiedene Abwandlungen durchgeführt werden können, ohne von der vorliegenden Erfindung abzuweichen. Beispielsweise zeigt die Ausführungsform der Fig. 4 die Verwendung von der oberen und unteren Leistungsumschalteinrichtung 8 und 23. Alternativ sind Ausführungsformen vorstellbar, worin das Ausschalten der Umschalteinrichtungen nicht simultan geschieht und ein Freilaufmodus in den Umschaltzyklus eingeführt ist oder worin die obere Schalteinrichtung 8 beseitigt ist und eine einzelne Umschalteinrichtung 23 verwendet wird.

In einer weiteren Ausführungsform sind der Isolator, die Kantendetektorschaltung und der Tiefpaßfilter für jede Phase verdoppelt, wodurch die Steuerung des Stromes in jeder Phase in einem individuellen Maß möglich ist. Der Fachmann kann erkennen, daß die zuvor beschriebenen Techniken und Schaltungen mit der gleichen Wirkung auf Antriebssysteme angewendet werden können, die in einem Generatormodus betrieben werden.

Dementsprechend ist die obige Beschreibung der unterschiedlichen Ausführungsformen nur beispielhaft gemacht und nicht zum Zwecke der Beschränkung. Die vorliegende Erfindung ist nur durch den Umfang der nachfolgenden Ansprüche beschränkt.

EP 96307202.0  
Switched Reluctance Drives Ltd.

### Ansprüche

1. Steuerschaltung zum Steuern des Stromes in einer Wicklung (24') einer Reluktanzmaschine in Reaktion zu einem Impulssignal in Form einer Reihe von Impulsen, die eine Frequenz aufweisen, die sich auf die erforderliche Umschaltzeit bezieht, und die gemäß einem gewünschten Wicklungsstrom moduliert werden kann, wobei die Schaltung folgendes umfaßt:

Eine Umschalteinrichtung (8', 23'), die mit der Wicklung verbindbar ist, um den Strom in der Wicklung zu steuern;

einen Demodulator (46) zum Ableiten eines Stromreferenzsignales, das den gewünschten Wicklungsstrom, ausgehend von dem Referenzsignal, anzeigt;

eine Zeitschalteinrichtung (42) zum Erzeugen von Umschaltzeitsignalen der Reihe von Impulsen;

eine Anzeigeeinrichtung (17') zum Erzeugen eines Stromsignales, das den Wicklungsstrom anzeigt;

einen Komparator (60) zum Vergleichen des Referenzsignales mit dem Stromsignal, wobei dieser Komparator dazu dient, ein Ausgangssignal zu erzeugen, das einen gewünschten Strom von dem Wicklungsstrom anzeigt; und

erste Schaltmittel (58), die auf die Umschaltzeitsignale und den Komparatorausgang antworten, um die Umschaltvorrichtung zu betätigen, um den an der Wicklung angelegten Strom zu steuern.

2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Demodulator (46) ein Tiefpaßfilter (56, 57) ist.
3. Schaltung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Zeitschaltvorrichtung (42) einen Stufenanzeiger umfaßt, zur Erzeugung von Umschaltzeitsignalen in Reaktion auf eines der führenden und der ablaufenden Kanten von jedem der Impulse.
4. Schaltung nach Anspruch 1, 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltmittel (58) einen Flip-Flop (58a, 58b) umfassen.
5. Schaltung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Flip-Flop ein Setz-Rücksetz-Flip-Flop (58a, 58b) ist.
6. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 5 für jede Phase einer Mehrfach-Phasen-Reluktanzmaschine, dadurch gekennzeichnet, daß sie außerdem zweite Schaltmittel (59) umfaßt, die auf ein Phasensteuersignal antworten, um es dem Komparator zu erlauben, die Umschaltvorrichtung gemäß der Phasensequenz der Maschine zu betätigen.
7. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß diese einen Kompensator (74) umfaßt, der dazu dient, ein Ausgleichssignal zu erzeugen, das über die Periode der Impulse variiert, wobei der Komparator (60) derart angeordnet ist, um auch das Ausgleichssignal, den Ausgang des Komparators, der einen Vergleich zwischen der Summe des Stromsignales und des Ausgleichssignales darstellt, und das Referenzsignal aufzunehmen.

8. Schaltung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß diese einen Kompensator (74) umfaßt, der dazu dient, ein Ausgleichssignal zu erzeugen, das über die Periode der Impulse variiert, wobei der Komparator (60) derart angeordnet ist, um auch das Ausgleichssignal, den Ausgang des Komparators, der einen Vergleich zwischen der Differenz zwischen dem Referenzsignal und dem Ausgleichssignal darstellt, und das Stromsignal aufzunehmen.
9. Schaltung nach Anspruch 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, daß der Kompensator (74) dazu dient, um das Ausgleichssignal gemäß der Variation in einer Spannung durch die Wicklung zu variieren.
10. Verfahren zur Steuerung der Stärke des Stromes in einer Wicklung einer Reluktanzmaschine und der Umschaltfrequenz einer Stromschalteinrichtung, und zwar in Reaktion zu einer Reihe von Impulsen, wobei das Verfahren die folgenden Schritte umfaßt:

Ableiten eines Signales mittels eines Demodulators (46), welches den gewünschten Phasenstrom der Serie von Impulsen repräsentiert, wobei die Serie von Impulsen gemäß dem gewünschten Wicklungsstrom moduliert wird;

Schließen der Stromschalteinrichtung, um die Phasenwicklung einer Stromzuführung anzuschließen, gemäß der Impulsfrequenz der Reihe von Impulsen, wobei die Reihe von Impulsen eine Frequenz aufweist, die sich auf die erforderliche Umschaltzeit bezieht;

Anzeigen des Stromes in der Phasenwicklung, um ein Signal vorzusehen, das repräsentativ zu dem Phasenstrom ist;

Vergleich des für den Phasenstrom repräsentativen Signales mit dem für den gewünschten Phasenstrom repräsentativen Signal; und

Öffnen der Stromschalteinrichtung, wenn das für den Phasenstrom repräsentative Signal das für den gewünschten Phasenstrom repräsentative Signal überschreitet.

11. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß die Stromschalteinrichtung geschaltet wird, um die Phasenwicklung mit der Stromzuführung zu verbinden, und zwar in Reaktion zu der ansteigenden Kante des Impulses der Reihe von Impulsen.
12. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß die Stromschalteinrichtung geschaltet wird, um die Phasenwicklung mit der Stromzuführung zu verbinden, und zwar in Reaktion zu der fallenden Kante des Impulses der Reihe von Impulsen.
13. Verfahren nach Anspruch 10, 11 oder 12, dadurch gekennzeichnet, daß das für den gewünschten Phasenstrom repräsentative Signal durch ein Filtern der Reihe von Impulsen abgeleitet wird.
14. Verfahren nach Anspruch 10, 11, 12 oder 13, wobei dieses folgendes umfaßt:

Erzeugung eines Ausgleichssignales, das proportional zu der Spannung der Stromzuführung ist;

Addieren des Ausgleichssignals zu dem den Phasenstrom repräsentierenden Signal, um ein abgeglichenes Phasenstromsignal vorzusehen;



Vergleichen des abgeglichenen Phasenstromsignales mit dem den gewünschten Spitzenstrom in der Phasenwicklung repräsentierenden Signal; und

Öffnen der Stromschalteinrichtungen, wenn das abgeglichene Phasenstromsignal das den gewünschten Spitzenstrom repräsentierende Signal überschreitet.

15. Verfahren nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenwicklung mit der Stromzuführung verbunden wird, und zwar bei einem sich wiederholenden Intervall, das die Umschaltperiode definiert, und wobei die Ausgleichsspannung von einem ersten Wert zu einem zweiten Wert während der Umschaltperiode variiert.
16. Verfahren nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, daß die Variation der Ausgleichsspannung hinsichtlich der Zeit linear ist.
17. Verfahren nach Anspruch 16, dadurch gekennzeichnet, daß die Variation der Ausgleichsspannung während der Umschaltperiode eine Ausgleichsneigung definiert, und daß die Ausgleichsneigung proportional ist zu der Spannung der Stromzuführung.
18. Verfahren nach Anspruch 17, dadurch gekennzeichnet, daß der Strom in der Phasenwicklung abfällt, wenn die Stromschaltvorrichtungen geöffnet werden, wobei der abfallende Phasenstrom eine Stromneigung definiert, und wobei die Ausgleichsneigung im wesentlichen gleich ist zu der Stromneigung.

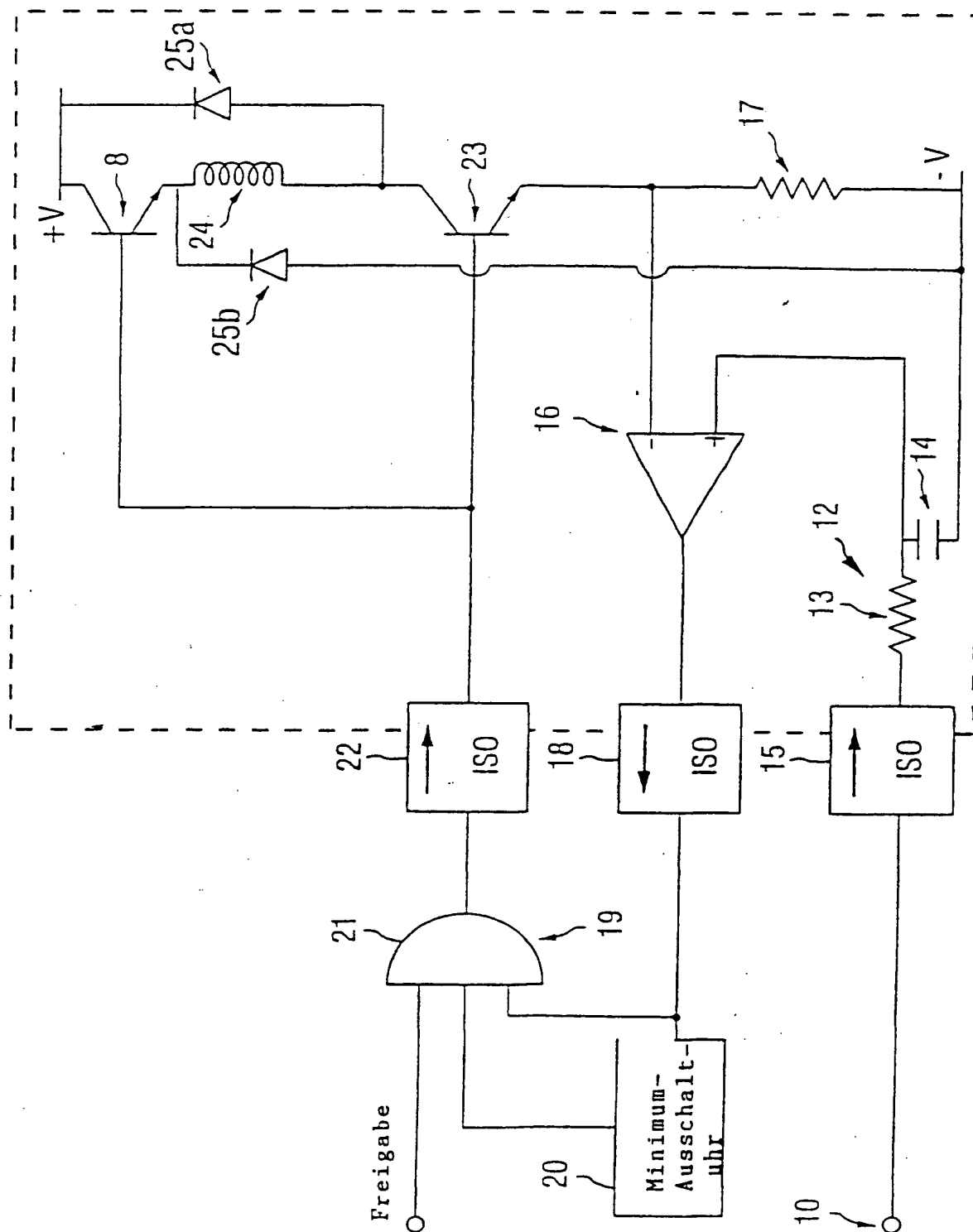


FIG. 1

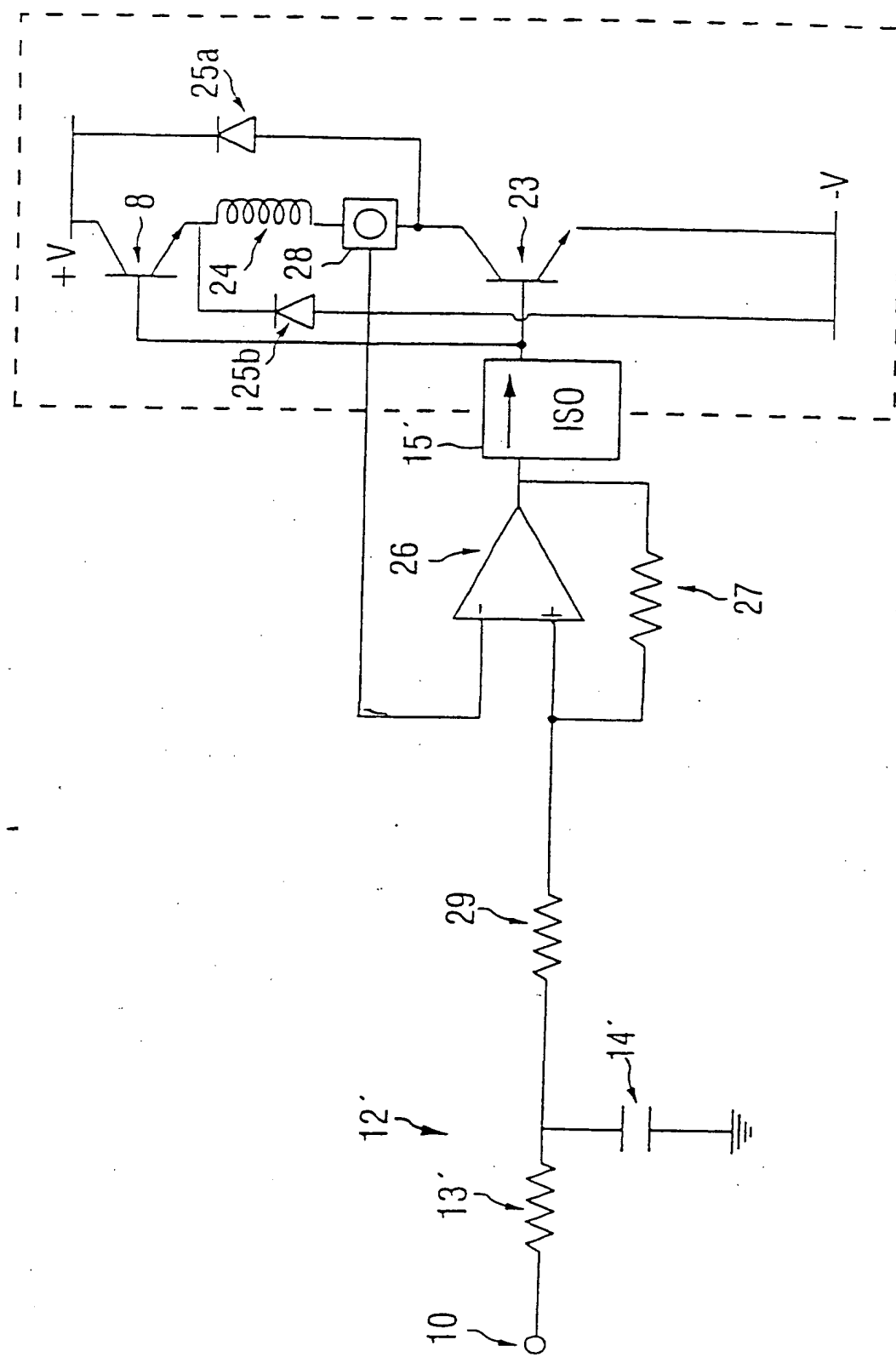


FIG. 2

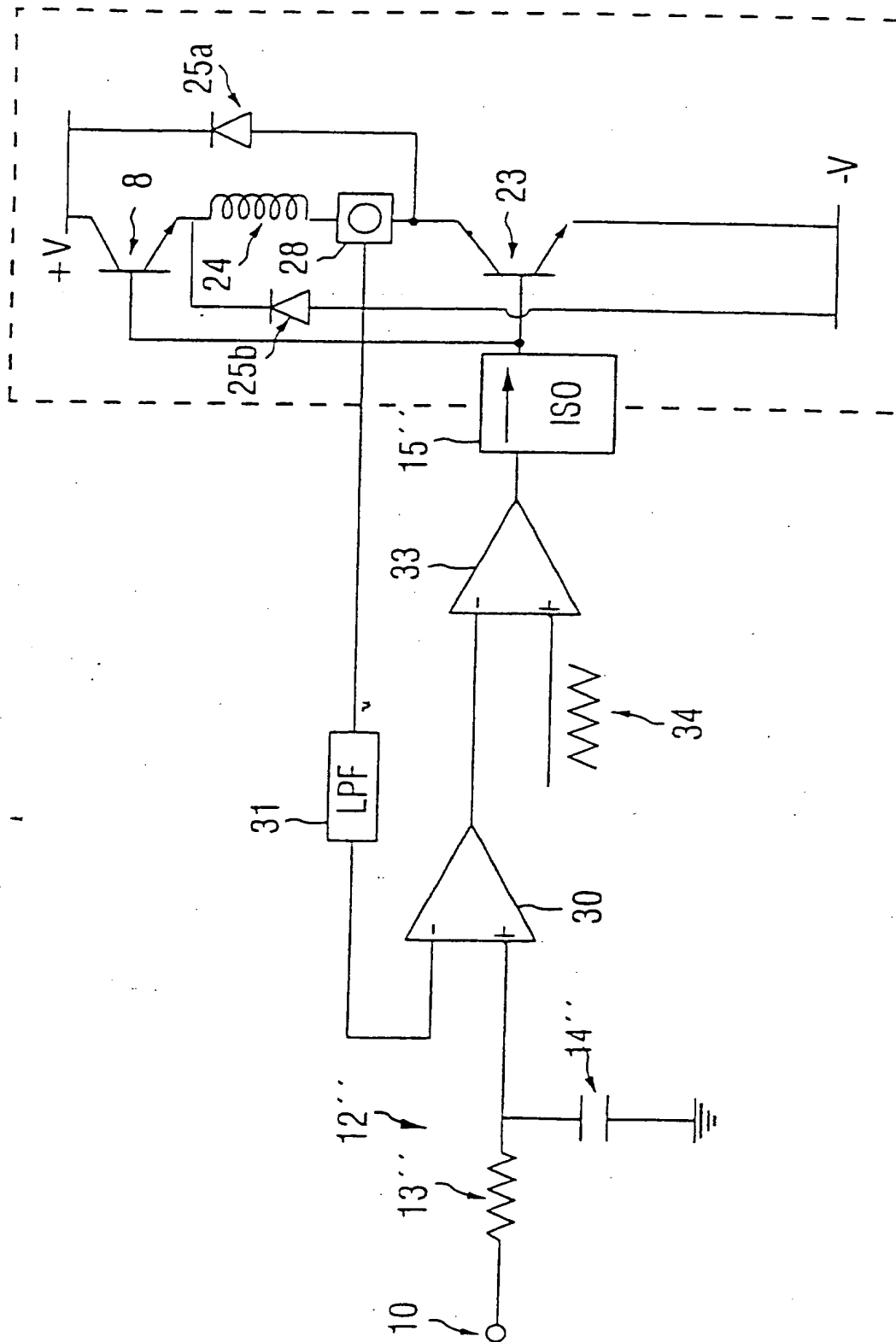


FIG. 3A

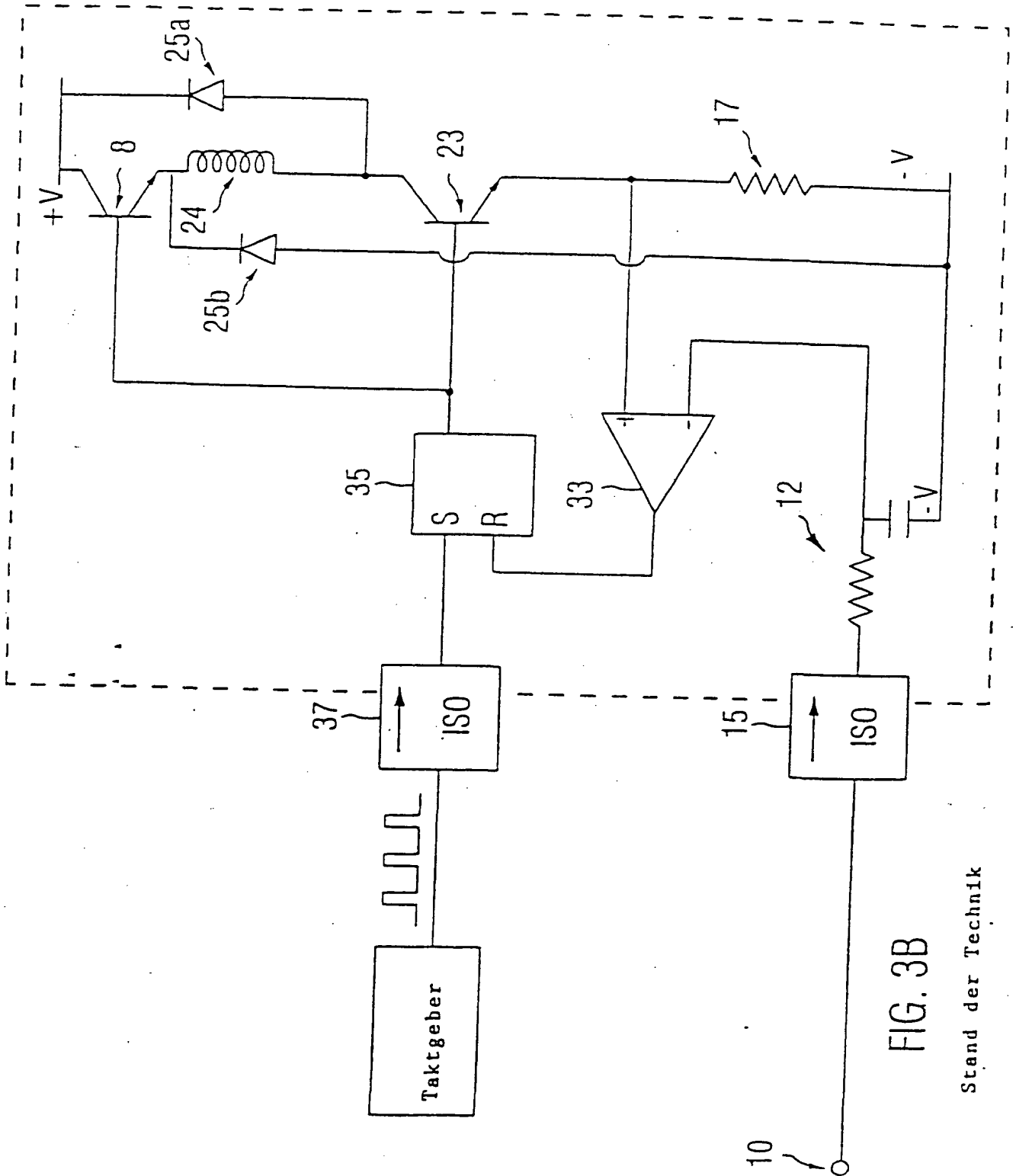


FIG. 3B

# Stand der Technik

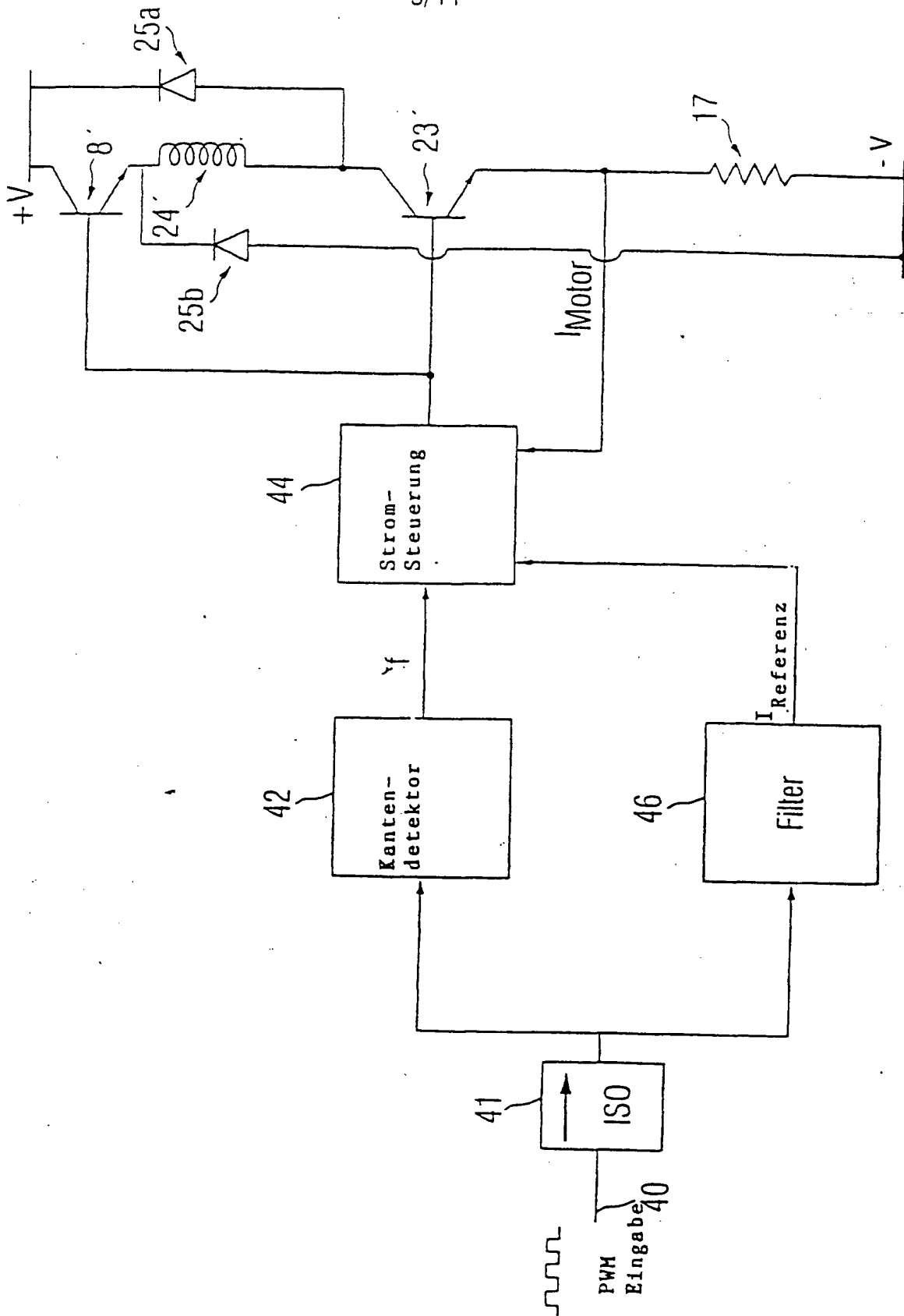


FIG. 4

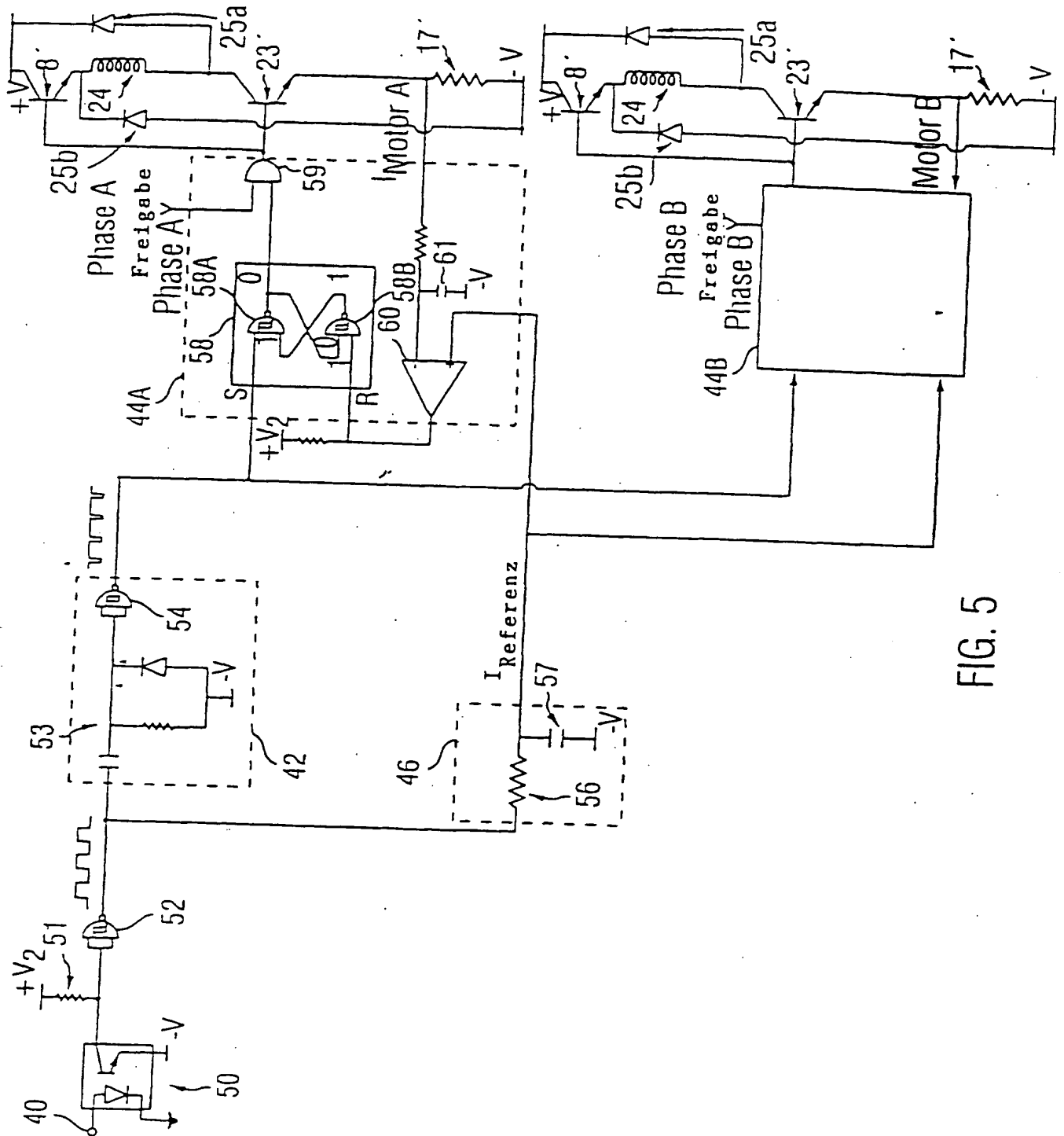
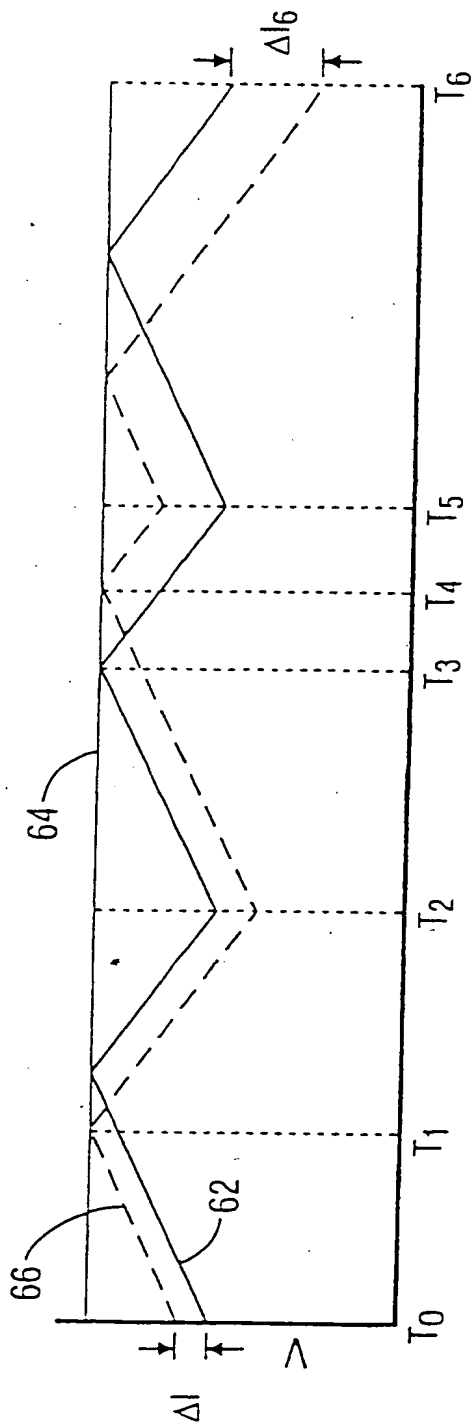
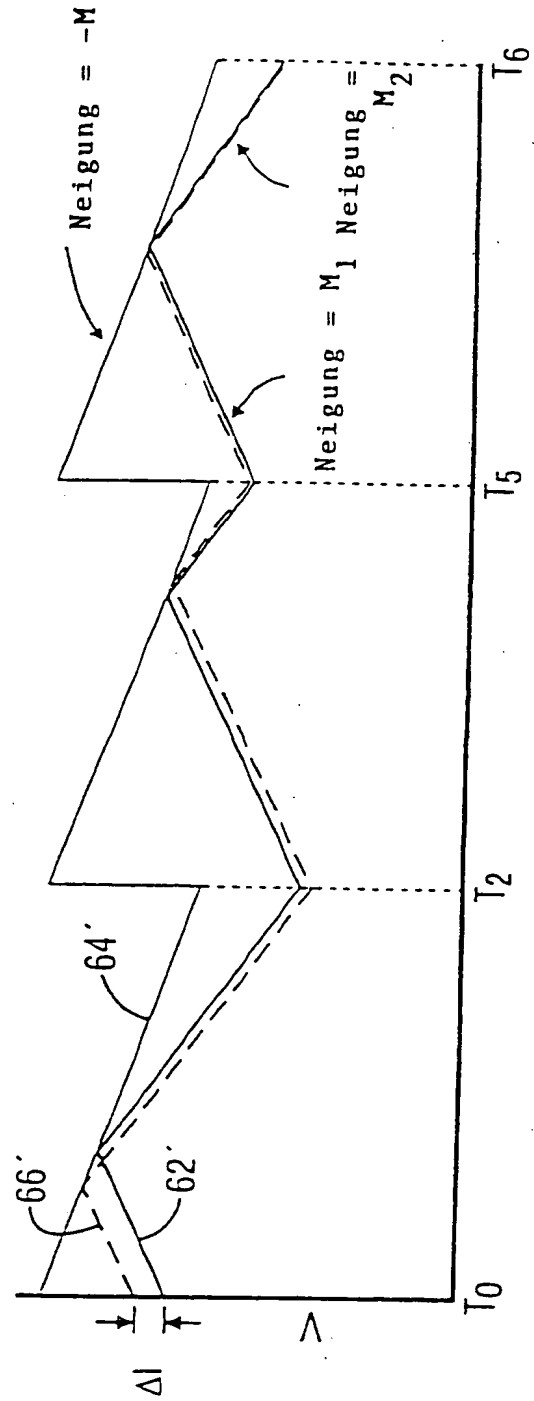


FIG. 5



Zeit

FIG. 6A



Zeit

FIG. 6B



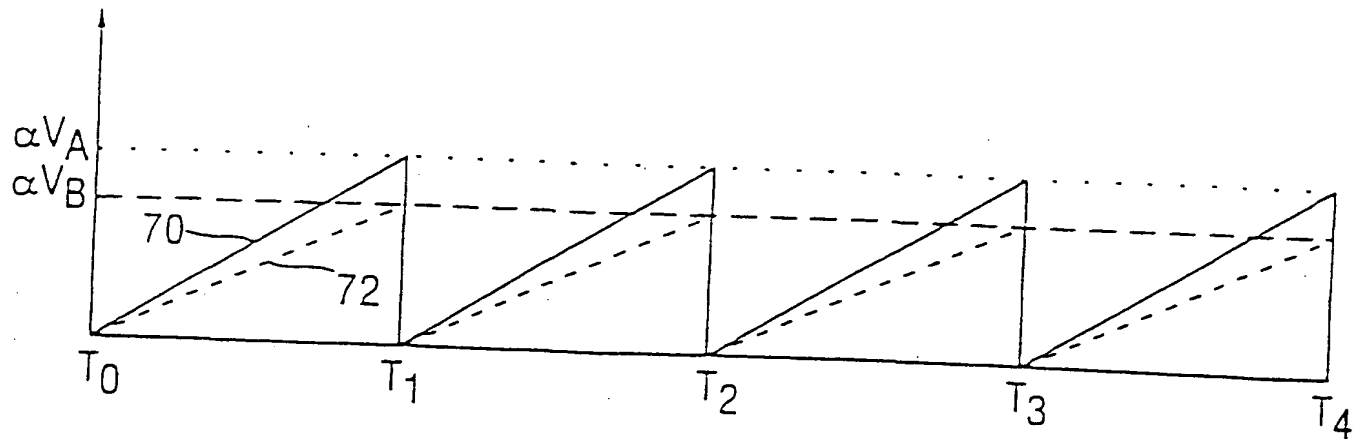


FIG. 7A

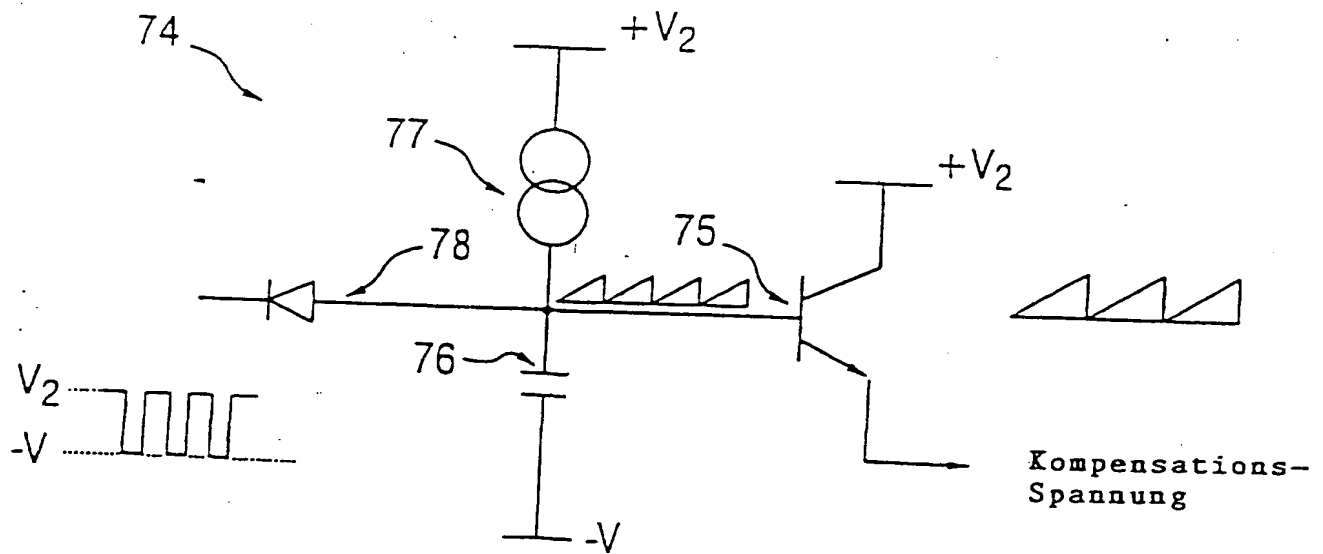


FIG. 7B

9/11

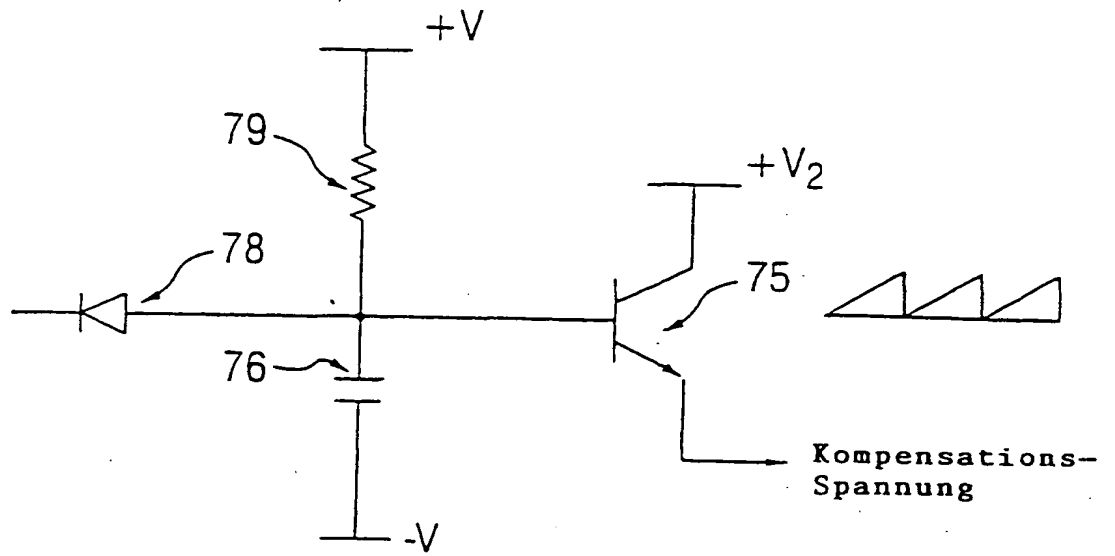


FIG. 7C

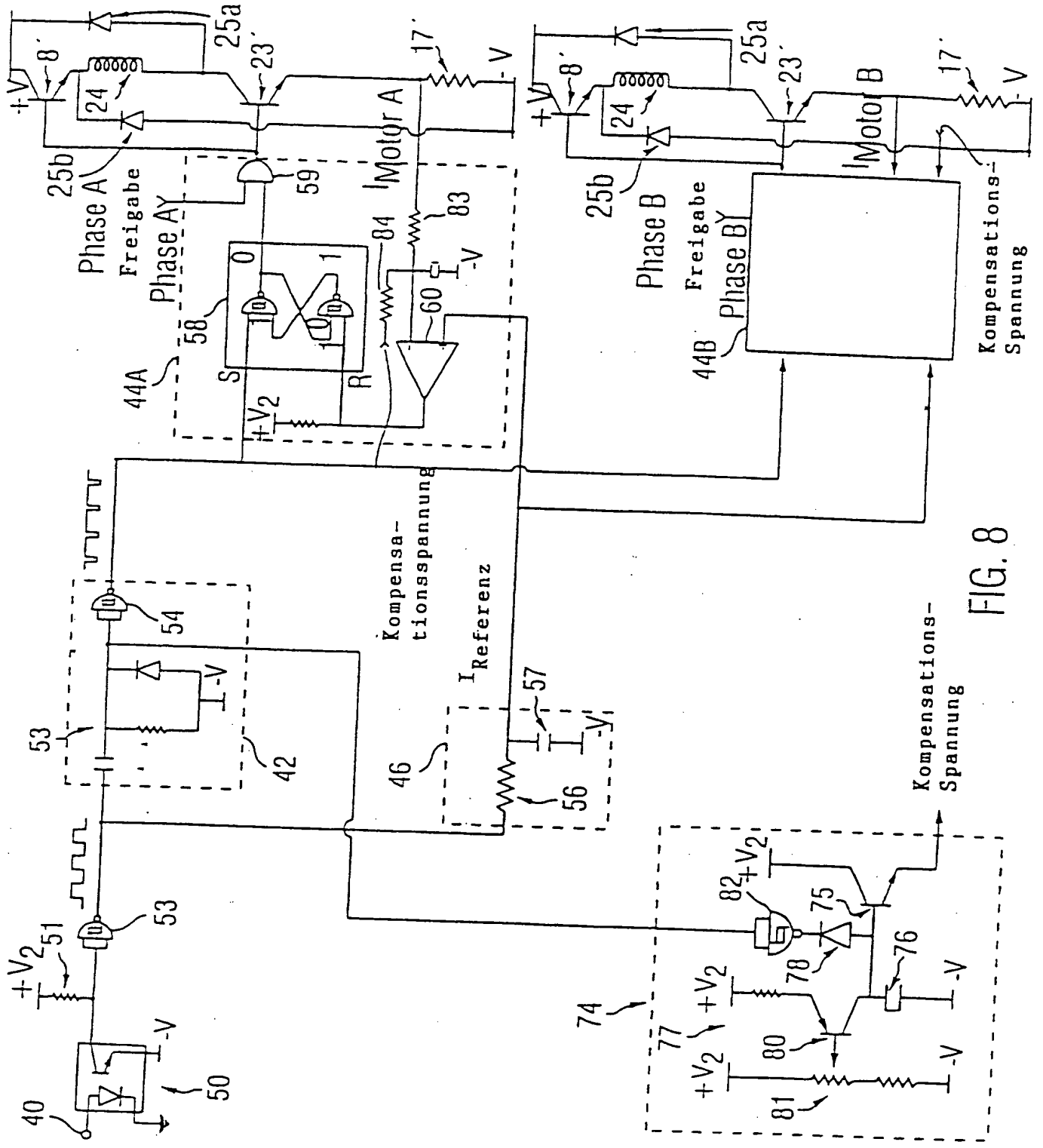


FIG. 8

Docket # MMH-12870

Applic. # \_\_\_\_\_

Applicant: Ordwin Haase

11/11

Lerner and Greenberg, P.A.

Post Office Box 2480

Hollywood, FL 33022-2480

Tel: (954) 925-1100 Fax: (954) 925-1101

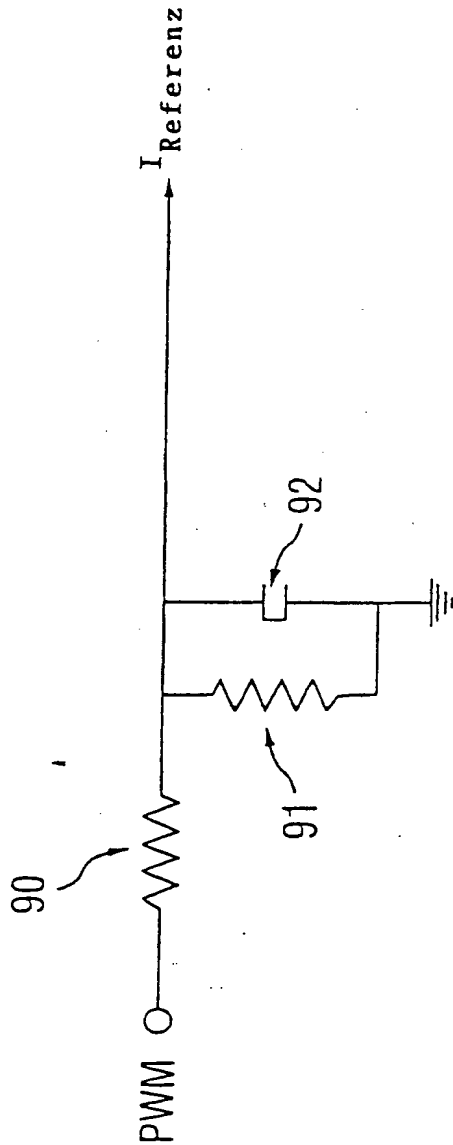


FIG. 9A

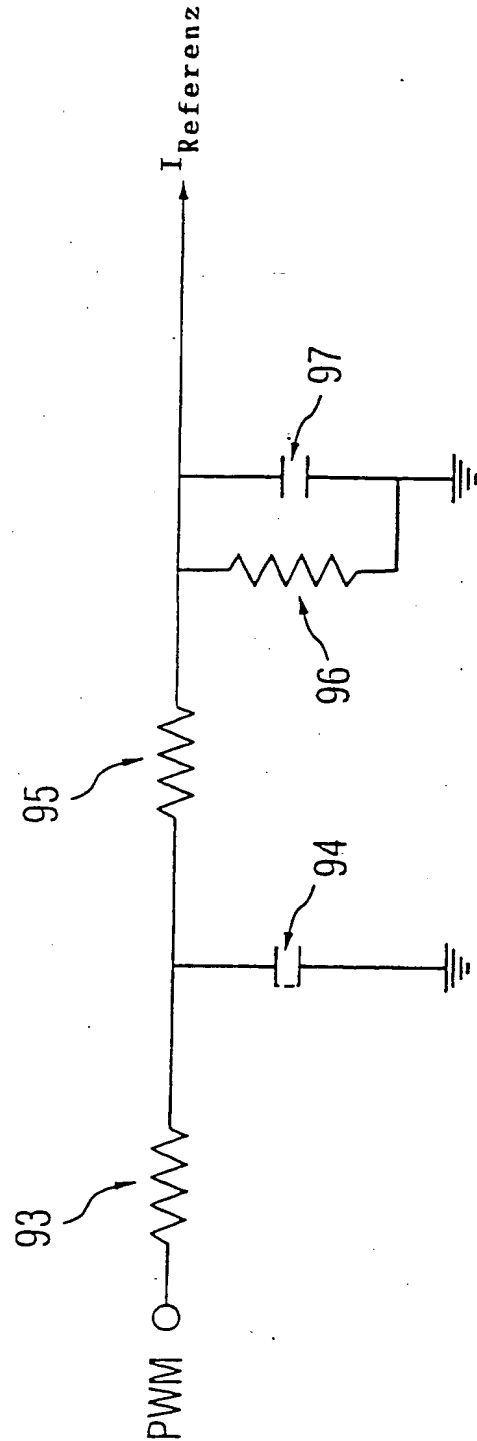


FIG. 9B